Nº 7
fevereiro
1987

elektor eletrônica

Cz$ 37,00

Gerador de varredura

- Scrambler
- Osciloscópios de armazenagem
- Inversor de cores para vídeo
- Componentes SMD

FILCRIL

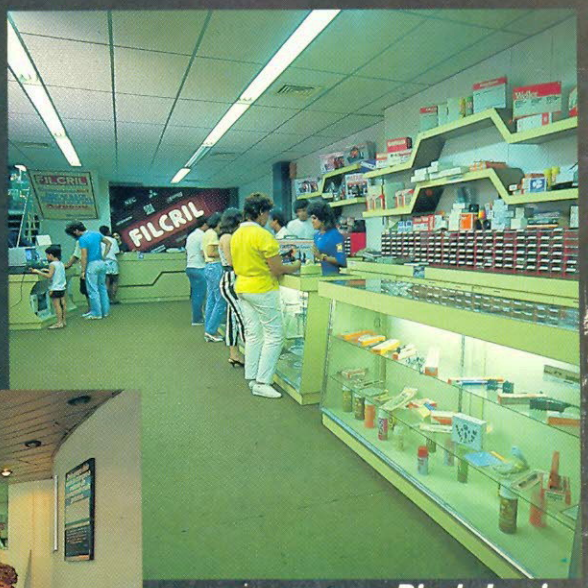
O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multímetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.



Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio 7
Mini-anúncios 9
Serviço de placas 37
Teletipo 63
Selektor 64
Mercado 66

TECNOLOGIA

Osciloscópios de armazenagem 11
Uma rápida análise dos osciloscópios que retém sinais, em seus modelos analógicos e digitais

Morse e RTTY 23
Técnicas de radiotelegrafia e teletipo e as diferenças existentes entre ambos

Baterias de lítio 32
Apesar de algumas restrições, elas já são fabricadas em vários tipos e capacidades

Os componentes SMD 46
Conheça o processo e os componentes de montagem em superfície

Memórias óticas 55
O laser na gravação e leitura de dados digitais: o fim dos disquetes?

MONTAGENS

Gerador de varredura 15
Para levantar instantaneamente a curva de resposta de qualquer equipamento de áudio

Idéias 30
Uma nova seção mensal, com muitas sugestões para projetos

Inversor de cores para vídeo 41
Monte um gerador de efeitos que atua modificando a fase do sinal composto de vídeo

Programador de EPROMs com Z80 50
Com esse pequeno circuito, qualquer sistema baseado no Z80 poderá gravar memórias EPROM

Scrambler: sigilo nas comunicações 59
Comunique-se através de um canal exclusivo, embaralhando o sinal de voz

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Indutores na prática 52
Como projetar pequenas bobinas, conhecendo alguns de seus aspectos interessantes

Cansado de levantar curvas ponto a ponto para equipamentos de áudio? Então o gerador de varredura é a solução de seus problemas. Empregando a mesma técnica utilizada por laboratórios profissionais de som, ele "varre" uma faixa predeterminada de frequências, fazendo o levantamento imediato da resposta de filtros, amplificadores e outros circuitos. Para isso, é preciso dispor também de um gerador de funções com entrada VCO (como o que apareceu em Elektor nº 4) e de um osciloscópio – em cuja tela é montada automaticamente a curva do sistema em teste.

elektor códigos

elektor eletrônica

Elektor — edição brasileira

Ano I, Número 7 — Fevereiro/87

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Av. Ipiranga, 1100, 9º andar,
CEP 01040 São Paulo, fone: (011) 229-8688

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo (chefe);
Francisco Reinaldo Borges (diagramador);
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo (assistente)

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente);
Ilda Pereira Romito
e Rosa Maria Lopez Alvarez (contatos)

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Bulting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. S. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição e Fotolito
GAZETA MERCANTIL

Impressão
DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
M (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 kΩ = 2700Ω
3,3 MΩ = 3 300 000Ω
Todos os resistores utilizados são de filme de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
4,7 pF = 0,000 000 000 004 7 F;
10 n = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V e não V_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explicita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

RECADOS

Antes de iniciar nosso bate-papo mensal, gostaríamos de esclarecer dois pontos que podem estar suscitando dúvidas. O primeiro é bastante óbvio: o novo preço de capa de Elektor. Sem falsas ou longas desculpas, foi inevitável; nos sete meses de preço congelado, foram majorados os custos de papel, fotolito e impressão. Agora que o reajuste das publicações foi autorizado pelo governo, optamos por manter inalterados o papel e a qualidade de impressão da revista, aumentando seu preço de capa. Mantemos, assim, nosso compromisso com os leitores, continuando a publicar uma revista de alto nível, em todos os sentidos.

As assinaturas, consequentemente, também foram reajustadas de 250 para 440 cruzados anuais, a partir de 15 de fevereiro. O que nos leva ao segundo ponto, que diz respeito a eventuais atrasos na remessa de exemplares de assinantes. De nossa parte, podemos garantir que o departamento de assinaturas está bem estruturado, utilizando arquivos e listagens por computador. As revistas são enviadas por uma empresa especializada, assim que chegam da gráfica. Acreditamos, então, que a principal fonte de demora seja o Correio, mas nesse caso, infelizmente, nada podemos fazer. Sabemos que não é agradável esperar por uma revista que já está nas bancas, mas é o que parece estar acontecendo com a maioriadas publicações. A assinatura, de qualquer forma, ainda oferece uma série de vantagens. Talvez um pouco mais de paciência...

SUGESTÕES

(...) tenho uma boa panorâmica do que a Elektor fez e faz lá fora. Elogios para que, se estão todos elogiando? Então vamos ao que interessa, começando por rebater algumas críticas: a forma de tratamento das matérias está ótima; não são necessários mais detalhes pois, como vocês mesmos disseram, essa revista destina-se a um público com um nível de conhecimento razoável, que compreende perfeitamente os artigos (...).

Agora, as sugestões:

1. A Elektor lá de fora publica mensalmente algumas fichas com características de componentes, normalização e coisas do gênero; que tal fazer o mesmo aqui?

2. Os *lay-outs* dos painéis frontais são publicados em escala 1:1 lá fora, o que facilita bastante a confecção doméstica dos mesmos; não vejo porque não fazer da mesma forma aqui.

3. Quanto aos livros, além do Formant já prometido e do **302 Circuitos**, que tal também editar o ***Extended Preset Unit for the Polyphonic Synthesizer?***

4. Para guardar nossas revistas, que tal arranjar um jeito de produzir ou distribuir aqui no Brasil o ***Elektor Binder?***

5. Que tal publicarem os diversos módulos que compõem o sintonizador de FM estéreo de sintonia digital, publicado já faz alguns anos lá fora?

6. Gostaria também que fosse publicada a série (se possível, é claro) denominada ***High Resolution Colour Graphics Card***, mesmo que os CIs não existam em nosso mercado (...)

7. Acredito que, com os vários anos de atividade da revista lá fora, seria possível adotar como regra a publicação de um instrumento de medida ou bancada por edição; vocês sabem o quanto o Brasil é carente de circuitos "sérios" desse tipo.

8. Para encerar, que tal publicarem o ***Stage Lighting***, que, além de interessante, faria com que surgisse no Brasil o BS 250 (complementar do BS 170), o que seria muito útil no crescente mercado tupiniquim do pós-cruzado empacotado.

Por fim, uma pergunta, que também é uma sugestão: vocês só vão traduzir artigos editados lá fora ou pretendem produzir alguma coisa aqui? Se por acaso forem produzir localmente, poderiam convidar ou contratar certos colaboradores que estão fazendo falta; pue tal reabsorvê-los ? (...)

Flávio Rabelo de Deus
São Paulo — SP

Gostaria de elogiar os artigos apresentados e a qualidade dos mesmos. Faço a sugestão de que pensem na possibilidade de incluir artigos sobre telecomunicações, que, infelizmente, têm sido esquecidos por outros editores nacionais.

Paulo Victorino Jr
Jandira — SP

A revista Elektor é uma publicação de alto nível, como pude verificar nestes cinco números que tenho em meu poder. Tenho na banca do jornaleiro uma verdadeira assinatura (por assim dizer), pois compro todas as revistas de eletrônica que atualmente são editadas. Mas escrevo para solicitar que abram espaço para outras áreas, como TV, VCRs e eletrônica digital. Sei que é difícil agradar gregos e troianos, mas espero ver minhas sugestões atendidas (...)

Flávio Tadeu V. Pacheco
Porto Alegre — RS

Venho parabenizá-lo pela excelente revista que estão fazendo (já conhecia a edição inglesa) e aproveito para sugerir a publicação do circuito da ignição eletrônica para automóveis, que saiu na edição inglesa, de janeiro ou fevereiro de 86, se não me engano.

Roberto Vieira da Andrade
Rio de Janeiro — RJ

Venho acompanhando as edições da revista Elektor e tenho observado os circuitos ali publicados, pois seus componentes são de fácil aquisição e montagem (...) Gostaria que fosse publicado um "pré-tonal" com entradas para violão, microfone e guitarra e que funcionasse com o Equin, pois é difícil conseguir um circuito para essa finalidade.

Getúlio Santos Braga
Salvador — BA

(...) Sugerimos a inclusão de uma seção ou artigos sobre radioamado-

rismo, no mesmo molde dos demais assuntos tratados, inclusive com publicação de projetos próprios da atividade. Tenho certeza que o público atingido será elevado e maior ainda o sucesso da revista.

Juremir Reis (PY3 JRS)
Santo Ângelo — RS

Venho solicitar dos senhores que publiquem um gerador de barras ou um frequencímetro digital, pois acredito que seria de grande valia para muitos leitores dessa conceituada revista, que em poucos números mostrou do que é capaz. Montei o capacímetro digital do nº 1 e estou satisfeito com seu rendimento.

Edivaldo Fonseca dos Santos
Maceió — AL

Estou muito contente com o trabalho que vocês vem realizando. Já era hora de aparecer no Brasil uma revista técnica d alto nível como Elektor; parabéns! Para melhorar ainda mais, sugiro que a revista publique artigos de eletrônica industrial e de instrumentação e controle (medidores de pH, balanças eletrônicas, controles automáticos etc.); ambos os temas são muito importantes para quem quer aprofundar-se em eletrônica na indústria, tanto em projetos como em manutenção.

José Mário C. Villioti
Piracicaba — SP

Esta verdadeira "panorâmica" de sugestões serve para mostrar como a Elektor está tendo aceitação em todos os pontos do Brasil e como seus leitores são participantes, procurando indicar temas a serem abordados. Agradecemos a todos e procuraremos não desapontar ninguém (mesmo porque as sugestões são em geral muito boas). Adiantamos, em primeira mão, que já estamos estudando a inclusão de matérias obtidas localmente, a fim de ampliar o leque de assuntos cobertos pela revista. Quem aguardar, verá.

DÚVIDAS E COMENTÁRIOS

Somos assinantes da revista Elektor, e tomamos conhecimento, através da seção "Correio", na revista nº 4, que existem alguns leitores interessados na obtenção das EPROMs gravadas para a Interface para Máquinas de Escrever Eletrônicas. Esta carta tem por finalidade informar que podemos fornecer as EPROMs gravadas com as instruções indicadas naquele artigo, bem como qualquer outro tipo de programa, desde que fornecida a listagem(...)

Roberto R.S. Pinto
Campinas — SP

Seus dados completos estão na seção "Mini-anúncios" desta mesma edição, Roberto: esse novo espaço pode ser utilizado gratuitamente pelos leitores, desde que sejam observadas as regras ali publicadas.

Devido à minha inexperiência no assunto, não entendi como acoplar o Divisor Ativo de Freqüências a um equipamento de som. O circuito deixou-me confuso quanto às entradas e saídas e não sei se preciso ter uma potência independente (sem o pré) para ligar o divisor.

Carlos Alberto Bogas
São Carlos — SP

As figuras 1a e 1b, no próprio artigo do divisor, podem responder às suas perguntas, Carlos. Elas fazem a comparação entre os sistemas passivo e ativo na divisão de freqüências e nos permitem concluir que o circuito proposto deve ser intercalado entre o pré-amplificador e a etapa de potência. Esta, por sua vez, não é mais formada por apenas um amplificador, mas dois ou três, de acordo com o número de canais desejados. Em outras palavras, na entrada do divisor vai ligada a saída do pré e a saída do divisor vai excitar os amplificadores de potência.

Tomei conhecimento da existência dessa revista em 1979, numa edição holandesa. Desde então venho aguardando uma edição brasileira. Qual não foi minha surpresa ao me deparar com a segunda edição de Elektor em uma banca de revistas; imediatamente, tornei-me assinante da mesma. Só não foi completa minha alegria, pois por mais que procurasse não encontrei o nº1 (...). Desejo ainda que consigam editá-la por muitos anos, pois pretendo ser um leitor constante dessa publicação que não fica devendo nada à original européia.

Hélio M. Bombardelli
Porto Alegre — RS

A tecnologia evolui no mundo e também em nosso país, graças a Deus, mesmo que com passos pequenos. A revista Elektor veio ao Brasil para cobrir um espaço que faltava e nós, cobrinhas ou cobrões, merecíamos algo parecido, uma publicação técnica avançada, inteligente, de qualidade.

Encontrar o nº 1 de Elektor foi, para mim, uma grata surpresa e pretendo colecioná-la, desde que não caia naquela de "relaxar", como outras publicações do gênero. Perdoem-me a expressão, mas é isso mesmo: depois de um certo número de edições, não levam mais em consideração os leitores e colecionadores, publicando circuitinhos banais, reduzindo o número de páginas, etc.

Walter Albino
Divinópolis — MG

Desejo-lhes, acima de tudo, sucesso em suas próximas edições, que espero sejam muitas, e que continuem com esse alto nível de reportagens, circuitos, dicas, etc.; está simplesmente sensacional. Nesta época em que vivemos é muito precária a atenção dispensada aos estudantes em geral, principalmente aqueles que cursam colegial técnico, como é o meu caso. É difícil achar algum livro ou revista que esteja ao nível de nossas necessidades (marca registrada nessa revista) e por um preço acessível. Por isso, espero sinceramente que as publicações da Elektor Eletrônica tenham bastante êxito e aprovação entre os estudantes.

Rubens Swistalski
São Paulo — SP

O artigo "Espansões MSX — 1ª parte", do nº 5, veio confirmar minhas expectativas quanto à qualidade e abrangência dos assuntos tratados por Elektor. A cada edição minha satisfação aumenta e a expectativa pelo próximo número é sempre muito grande.

Como hobista de eletrônica e possuidor de um micro MSX, pretendo montar essa placa de EPROM e passar a armazenar meus próprios programas. Ficaram, porém, algumas dúvidas quanto à sua utilização; já rodei o programa DUMP e observei que ele simplesmente lê e apresenta no vídeo o conteúdo de memória da faixa de endereços especificados.

correio

Com a inserção de placa no *slot* do micro, no caso de um cartucho com programas, o microprocessador transfere o conteúdo da EPROM para a RAM? Como fazer o inverso, ou seja, como gravar a EPROM? Será necessário um gravador de EPROMs? Nesse caso é preciso conhecer os códigos de máquina, o que não é muito prático, uma vez que o fabricante do micro não fornece esses códigos, sendo necessário consultar o manual do fabricante do microprocessador. Esse manual informa os códigos, relacionando-os com a instrução em Basic? Onde posso adquirir o manual do Z80A?

Pedro Américo S. Guimarães
Cantagalo — RJ

Uma das principais exigências das montagens de informática propostas por Elektor, Pedro, é um conhecimento razoável do micro pessoal que se possui. A série sobre expansões para a linha MSX não é exceção: ela pede alguma familiaridade com a estrutura e os recursos do computador, além do Basic e da linguagem de maquina. O mercado editorial brasileiro já produziu e ainda produz muita coisa sobre o MSX, seja em forma de livros como revistas: nessas publicações você poderá encontrar respostas a todas as suas dúvidas sobre seu micro.

Quanto à EPROM, ela precisa ser realmente gravada por um circuito específico, mediante um prograna escrito em linguagem de máquina ou em posições de memória — que não deve necessariamente ser fornecido pelo fabricante do computador, e sim escrito ou copiado por você mesmo (de um livro ou revista, por exemplo). Existem programadores de EPROM autônomos e outros que precisam de um micro para funcionar. Uma alternativa mais simples seria obter uma EPROM já gravada com o programa desejado e copiá-lo em outra EPROM; isto é feito através de circuitos conhecidos como "copiadores de EPROM", relativamente menos complexos que os programadores. além disso, dispensam a manipulação de programas e o conhecimento de linguagem de máquina. Vários programadores e copiadores já foram publicados nesta e em outras revistas de eletrônica: veja, por exemplo, o Copiador de EPROMs que apareceu em nosso nº 6.

Quanto ao manual do Z80A, já foi editado em português: você pode encontrá-lo (assim como outros livros da área) nas livrarias técnicas. Tente a Litec, de São Paulo, cujo anúncio aparece mensalmente em Elektor.

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

— Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
— Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
— Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de contato entre leitores, confecção artesanal de placas impressas e circuitos e compra/venda/-troca de peças, equipamentos e publicações;
— A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
— Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Compro: diagrama do micro NE Z8000 ou equivalentes, bem como demais informações sobre o *hardware;* compro diagramas de circuitos digitais diversos — Mário J.L. Guimarães Jr; Barão do Amazonas, 117, CEP 96400, Bagé, RS.

Vendo: 10 multímetros digitais *Ranking* (Vcc, Vca, mA, kohms); 1.600 cada — Florêncio; fone (061) 273-9370 ou SQN 410-F-204, Brasília, DF.

Disponho de: vários programas profissionais de jogos p/ MSX; vendo ou troco por outros p/ MSX — Marco Polo Filho; R. Gal. Sampaio, 83, apto. 901; CEP 96400, Bagé, RS; fone (0532) 42-3759.

Gravo: EPROMS 2716, 2732 e 2732A mediante listagem e forneço conteúdo das posições de memória — Roberto R. S. Pinto; R. Frei Antonio de Pádua, 1018, CEP 13073, Campinas, SP.

Confecciono: lay-outs a partir do esquema elétrico — Giovanni; fone 910-4244 ou R. Iguaçaba, 123; CEP 03379, S. Paulo, S.

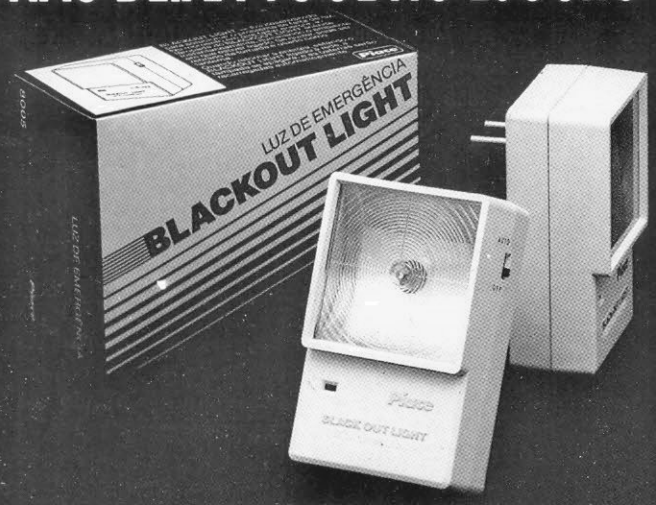
Compro: TK 85 ou CP 200 — Renato Sadao; R. Cidade de Santos, 25, CEP 11030, Santos, SP.

Compro: osciloscópio usado em bom estado — Nestor Agostini; R. Wenceslau Borini, 2950, CEP 89160, Rio do Sul, SC; fone (0478) 22-0655.

ASSINE ELEKTOR

Cx. Postal: 4861 – CEP: 01051 São Paulo SP.

BLACKOUT LIGHT PIACE NÃO DEIXA VOCÊ NO ESCURO



BLACKOUT LIGHT PIACE é a luz de emergência que acende no momento em que faltar energia elétrica. Possui autonomia de 2 horas, e ao ser retirado da tomada, pode ser usado como lanterna. As baterias de NiCd são recarregáveis, bastando apenas deixar o BLACKOUT LIGHT PIACE ligado à rede elétrica por 24 horas.

Piace

Piace Companhia Industrial
SHOWROOM:
Av. Paes de Barros, 2609
Tel.: (011) 274-7400 - S.P.

CURSO ELETRO-ÓTICA

FIBRA-ÓTICA

- **Introdução**
- **Avançado**
- **Industrial**

LASER

- **Introdução**
- **Avançado**
- **Industrial**

— Corpo docente universitário
— Apostilado
— Recursos áudio-visuais
Solicite os curriculuns horários e preços dos cursos

- Turmas abertas
- Turmas fechadas (sob consulta)
- Treinamento industrial (sob consulta)

Informações: UNICS — Pça. da Liberdade, nº 262
2º andar — Tel.: 270-8824 - Em frente ao Metrô Liberdade

OPTOELETRÔNICOS

- Displays
- Diodos Emissores Infravermelhos
- Chaves Optoeletrônicas
- Acessórios
- Receptores Transistores Infravermelhos
- Leds
- Barras de Led

MC Micro Circuitos LTDA.

Rua Madeira, 42 (Canindé) Fone: (011) 228-5911 - Telex: (011) 36665 MCLD - São Paulo - SP - Brasil

Osciloscópios de armazenagem

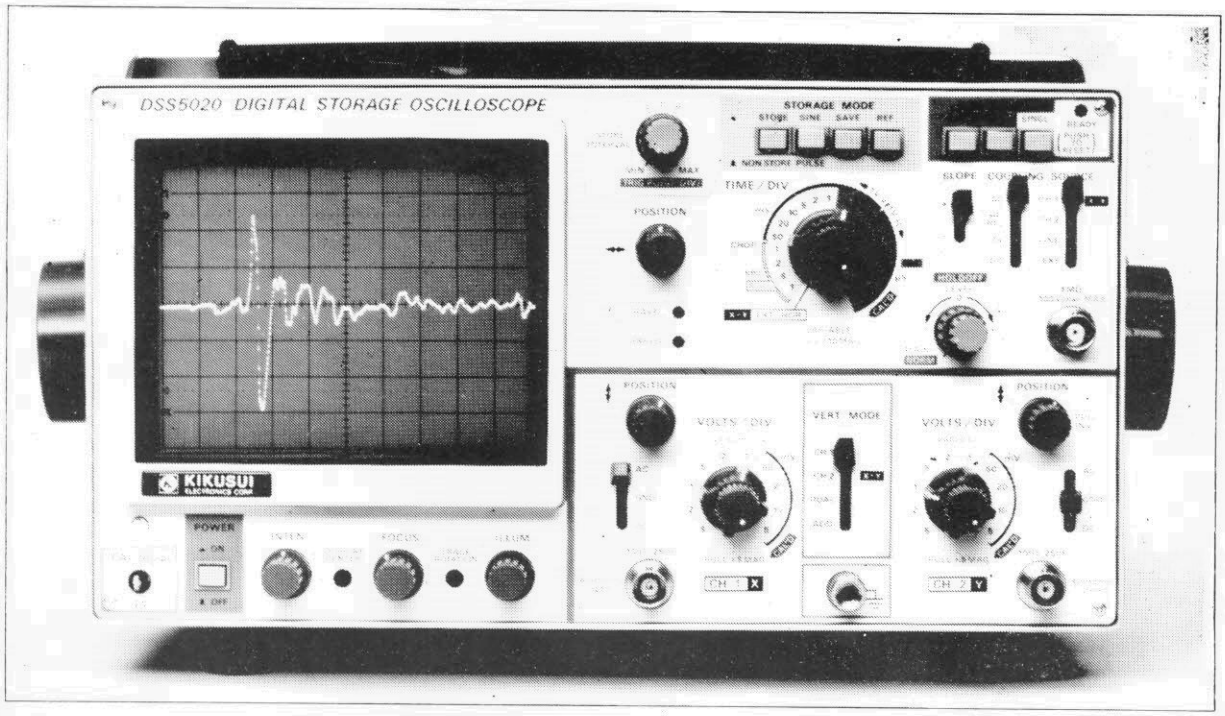


foto: cortesia da *Telonic Instruments Ltd.*

Osciloscópios convencionais não são capazes de capturar sinais extremamente lentos, tais como a curva de carga de uma bateria ou a onda dente-de-serra de um vobulador de AF. Não têm condições, além disso, de reter eventos esporádicos, como os pulsos de ruído. E também não permitem comparar sinais que ocorrem em momentos diferentes no tempo. Desvantagens que foram eliminadas com os osciloscópios de armazenagem.

Assumiremos, neste artigo, que o leitor já está razoavelmente familiarizado com os osciloscópios convencionais – também chamados de "osciloscópios em tempo real", pelo fato de os sinais de entrada serem exibidos de imediato na tela. Existem, em princípio, duas tecnologias distintas de armazenagem de sinais: (a) analógica, na qual a própria tela fluorescente serve de memória; e (b) digital, que emprega memórias semicondutoras.

Os osciloscópios analógicos de armazenagem são instrumentos relativamente bem conhecidos. São equipados com tubos de raios catódicos especiais, providos de uma grade de armazenagem (veja a figura 1). Assim, antes que o feixe eletrônico alcance a tela, ele atinge essa grade, desalojando inúmeros elétrons da mesma; esses chamados elétrons secundários são então recolhidos por um coletor especial.

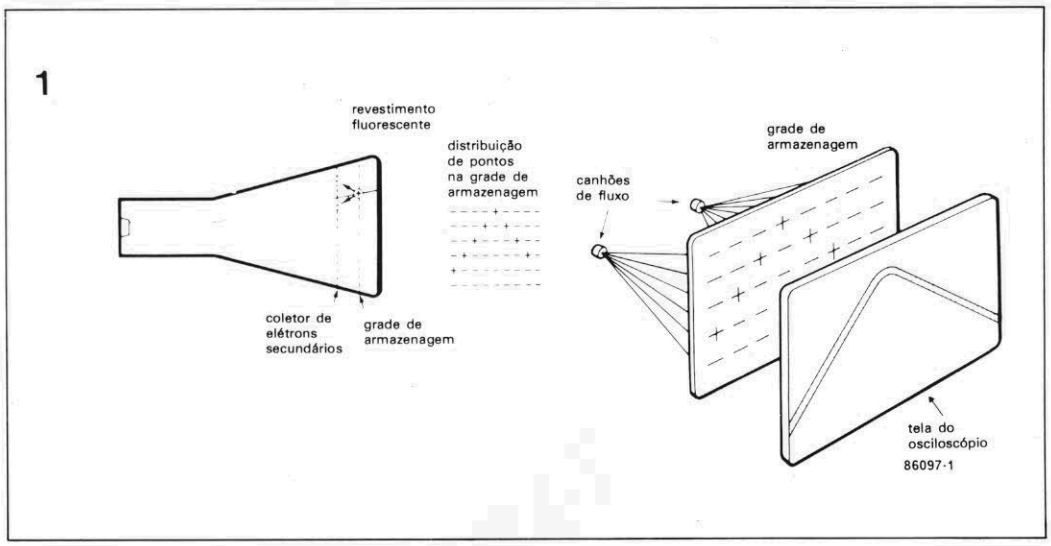
As partes da grade que perderam elétrons tornam-se positivas e formam uma verdadeira cópia do sinal de entrada. Em seguida, os canhões de fluxo do TRC "iluminam" esses pontos positivos da grade, para que o sinal seja exibido quando necessário. Os controles de armazenagem variam o nível de carga da grade, permitindo uma variação de contraste entre o traço e o fundo da tela, além de possibilitar uma regulagem fina do tempo de armazenagem. O traço pode ser apagado a qualquer momento, bastando aplicar um pulso positivo à grade – que tem o efeito de impedir os elétrons vindos dos canhões de fluxo cheguem à tela.

Alguns osciloscópios de armazenagem analógicos, tais como o PM3266 da Philips, exibem velocidades de traçado bastante elevadas e uma definição de traço independente dessa velocidade, além de de proporcionar uma duração de pós-brilho variável. No entanto, a grande maioria dos modelos armazenadores comerciais utilizam mesmo a tecnologia digital, que não exige tubos especiais e permite empregar toda a moderna técnica dos semicondutores.

Na figura 2 pode-se ver o diagrama funcional de um osciloscópio de armazenagem digital. A principal diferença entre ele e o modelo de tempo real reside no tratamento do sinal de entrada, que é convertido em um sinal digital, antes de ser aplicado às placas defletores verticais (Y). Essa versão digital é então armazenada, para depois ser reconvertida em analógica, servindo de sinal de controle para o feixe de elétrons.

Analógico x digital

Os osciloscópios armazenadores analógicos costumam ser usados sempre que é preciso registrar eventos rápidos e exige-se períodos de retenção relativamente cur-



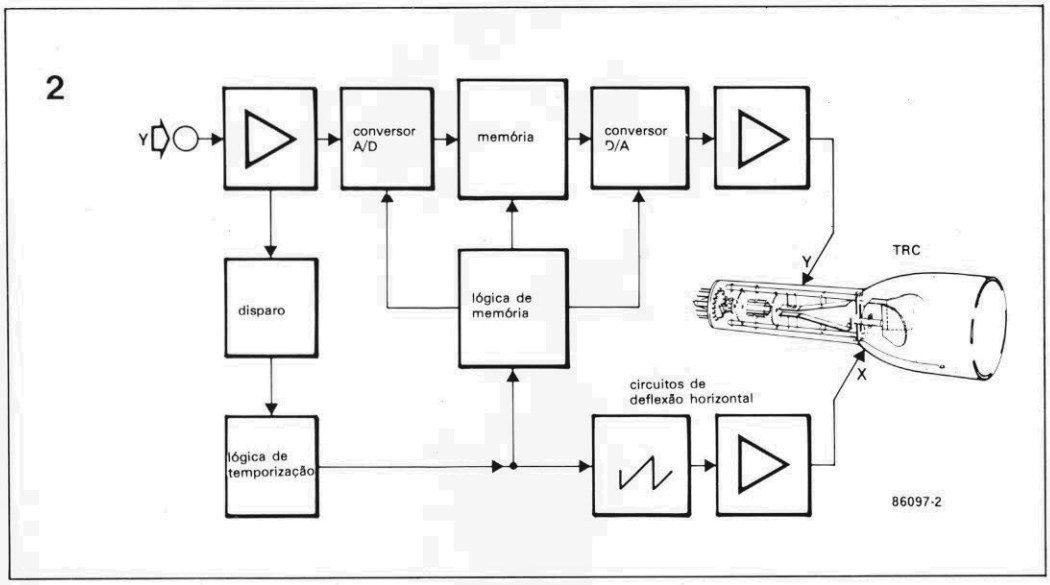
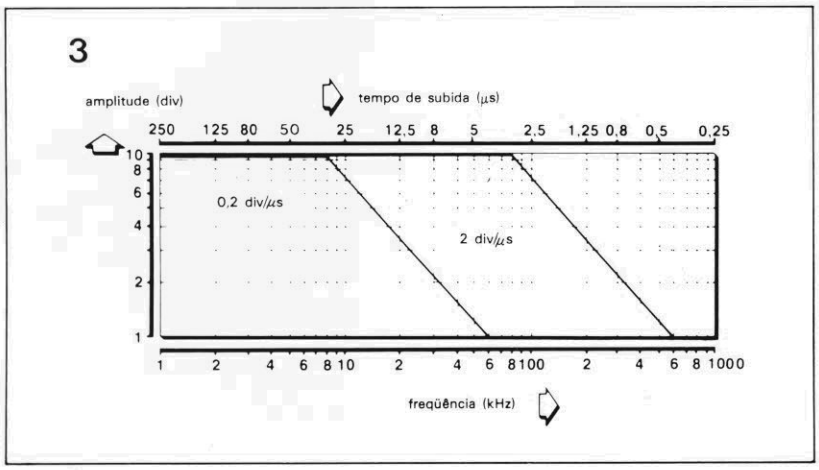
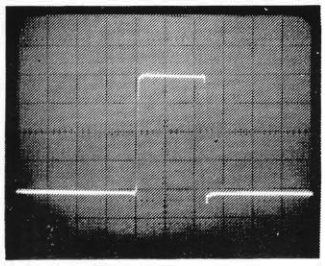


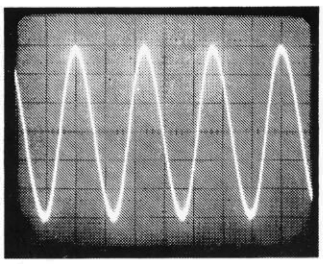
figura 1 – Armazenagem através de um tubo de raios catódicos especial.

figura 2 – Diagrama de blocos de um osciloscópio digital de armazenagem.

figura 3 – Ilustração da velocidade de traçado.







tos (menos de uma hora, em geral). A excelente definição e a alta velocidade de traçado representam, então, vantagens decisivas. Os do tipo digital, por outro lado, costumam ser empregados onde são necessários longos períodos de armazenagem. Para explicar um pouco melhor as implicações dessas diferenças, vamos comparar os dois tipos quanto à velocidade de traçado, tempo de armazenagem, traçado do sinal e disparo.

– *Velocidade de traçado:* eventos periódicos podem ser armazenados sem problemas tanto em osciloscópios analógicos como digitais. Em contrapartida, para eventos isolados a velocidade de traçado é muito importante, já que ela determina a extensão de sinal que pode ser retida na grade de armazenagem – o que se deduz a partir da figura 3, que demonstra as condições de exibição de uma senóide, levando em conta a velocidade de traçado *versus* a freqüência e amplitude (através da reta correspondente a 2,0 div/µs). O gráfico exemplifica a mesma situação para pulsos isolados (reta de 2 div/µs), relacionando amplitude e tempo de subida com a velocidade.

Vamos desenvolver os exemplos, para esclarecer as coisas. A máxima velocidade de traçado, para uma senóide, é aproximadamente igual a
A%!)

$$v_m = 1/2\pi fA \quad [\text{div}/\mu s]!,$$

onde "f" é a freqüência da senóide em Hz e "A" sua amplitude, em divisões da tela. Com base nessa fórmula, pode-se constatar que um sinal senoidal de 8,2 kHz pode ser exibido em não mais que 10 divisões, na amplitude pico a pico, à velocidade de traçado de 0,2 div/µs.

Em freqüências maiores, a amplitude máxima vai diminuindo, até ocupar uma divisão, apenas, em 60 kHz (veja o gráfico). Já no caso de um pulso retangular, a máxima velocidade de traçado é

$$V_m = 0{,}8A/T_r \ (\text{div}/\mu s),$$

onde "A" é o valor de pico do pulso (em divisões da tela) e T_r é o tempo de subida (em microssegundos). Baseados nessa segunda fórmula, concluimos que, com a velocidade bem maior de 2 div/µs, um pulso que atinja o pico em 4 µs poderá ser exibido com uma amplitude total não superior a 10 divisões.

Nos osciloscópios digitais de armazenagem, o sinal analógico

sofre uma amostragem durante a conversão A/D, na qual a velocidade de traçado não exerce influência alguma. A freqüência de *clock*, porém, deve ser a mais elevada possível, para garantir uma boa definição. Na prática, a freqüência de sinal de entrada não deve ser maior que 1/4 (e, preferivelmente, não maior que 1/10) da freqüência de *clock*. A figura 4 ilustra como aparecem na tela as "cópias" de sinais senoidais, nas relações de freqüências citadas.

Frequentemente, porém, são necessárias maiores velocidades de traçado. Os aparelhos analógicos são então providos de um TRC contendo uma segunda grade de armazenagem, mais "rápida", que alcança velocidades de até 5500 div/μs. Nesse caso, a grade "rápida" faz uma amostragem do sinal bem antes da grade convencional; o sinal é depois transferido a esta, que o retém pelos processos normais.

Nos instrumentos digitais não é tarefa simples atingir tais velocidades, pois eles ficam limitados pelo compromisso de qualidade entre as definições horizontal e vertical. Uma boa olhada no artigo "Conversão A/D e D/A" (Elektor nº 2, agosto 86) pode ajudar a entender esse problema. O método de aproximação sucessiva ali descrito, por exemplo, proporciona uma boa definição, mas não permite ir muito longe na velocidade de traçado; a codificação paralela ou *flash*, por outro lado, oferece elevadas taxas de amostragem, mas deixa a desejar na definição vertical.

De qualquer modo, os osciloscópios armazenadores de baixo custo empregam invariavelmente esse segundo método de conversão A/D. A Philips resolveu em parte essa limitação, com a recente introdução de uma técnica que provoca um retardo do sinal, um pouco antes da conversão (veja a figura 5). O bloco denominado "P²CCD" não passa de um circuito rápido de amostragem e retenção, alojado no mesmo CI do deslocador analógico. Assim, o circuito de entrada faz uma amostragem do sinal e o armazena a uma freqüência de 125 MHz; após o retardo, o sinal pode ser convertido em dados binários pela técnica da aproximação por passos, a 78 kHz, apenas.

Embora pareçam ter só vantagens sobre os modelos analógicos, os osciloscópios digitais também têm suas limitações. Para começar são geralmente muitos caros; o principal problema, no entanto, reside em uma série de dificuldades operacionais.

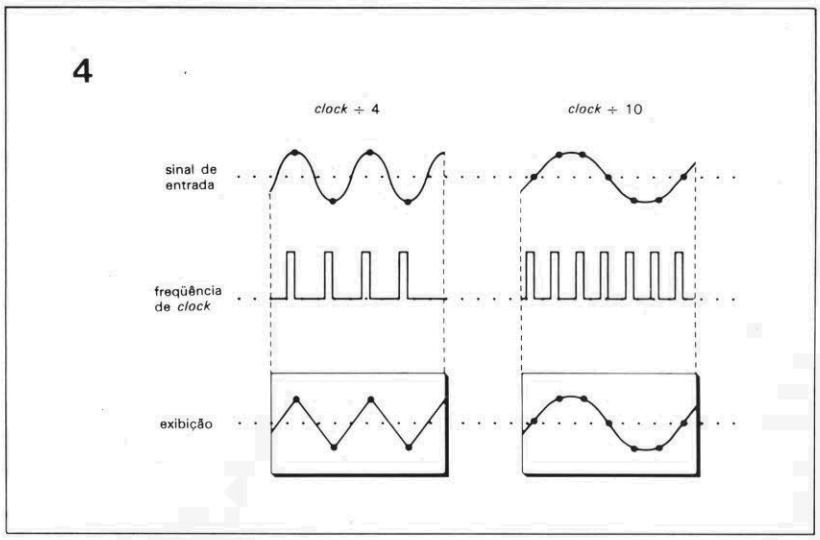


figura 4 – Exposição incorreta, com freqüências de clock muito baixas.

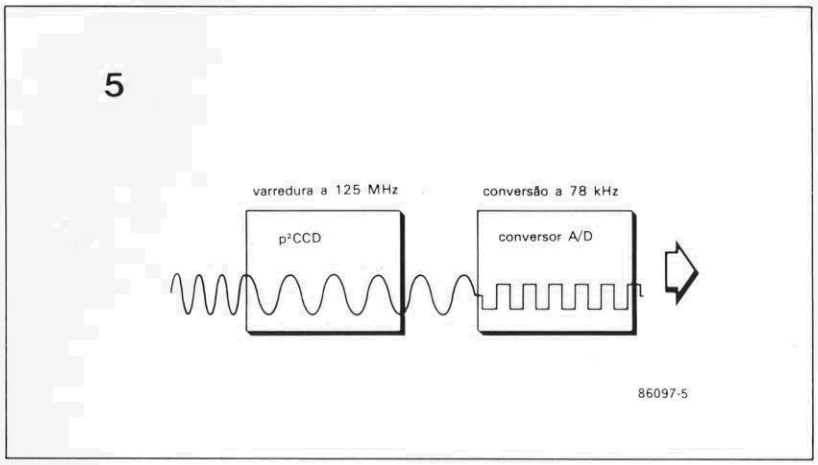
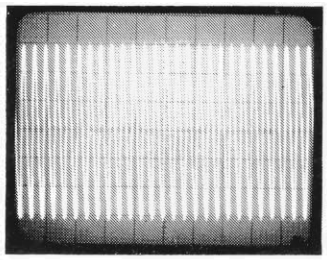


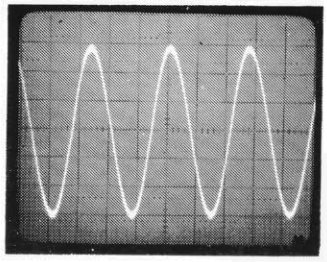
figura 5 – Retardo do sinal analógico de entrada, antes da digitalização, no sistema da Philips.

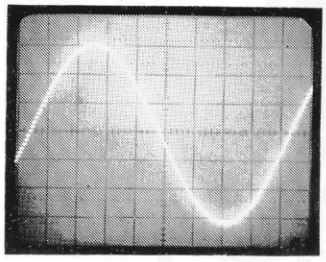
Na medição de sinais contendo pulsos espúrios, por exemplo, a elevada velocidade de traçado dos tipos analógicos é uma grande vantagem, pois possibilita a retenção e exibição de pulsos com duração de apenas 3,5 ns. Nos modelos digitais, é a separação de varredura que determina se um determinado pulso pode ou não ser capturado e armazenado.

A título de exemplo, uma separação de varredura de 8 ns permite a amostragem e retenção de pulsos com duração não inferior a 10 ns – um fator 3 vezes pior que o verificado em osciloscópios analógicos. Deve-se ressaltar, porém, que certas técnicas especiais, tal como a *amostragem aleatória periódica*, desenvolvida pela HP, proporcionam um melhor desempenho aos osciloscópios do tipo digital.

– *Tempo de armazenagem:* o período de retenção de sinais de um osciloscópio analógico é limitado, já que a amostra é formada lentamente sobre a grade de armazenagem. Entretanto, dependendo do tipo de TRC adotado, pode-se obter tempos de armazenagem de até 24 horas; o tempo







de observação é controlado pela modulação pulsada dos canhões de fluxo. Obtém-se, assim, brilho máximo com tempo mínimo de observação, quando a largura de pulso é máxima; a situação contrária, isto é, brilho mínimo com máximo tempo de observação, é obtida com a duração mínima dos pulsos.

O tempo de retenção de dados de um osciloscópio digital é praticamente ilimitado, desde que as memórias semicondutoras disponham de alimentação própria; na prática, a maior parte desses aparelhos é protegida contra quedas ou flutuações da rede elétrica.

Para tornar o processo de medição o mais eficiente possível, os osciloscópios analógicos oferecem vários métodos para reproduzir os sinais. O pós-brilho variável, por exemplo, é usado para fazer desaparecer um traço no exato momento em que outro estiver sendo reproduzido; o apagamento automático assegura que um traço seja totalmente eliminado, antes que outro ciclo de medição tenha início, a fim de evitar eventuais erros nesse novo ciclo; a armazenagem automática (*Auto Store Mode*), por usa vez, garante que toda variação no sinal de entrada seja amostrada e retida, até que seja requisitada sua exibição na tela; a estocagem em duplo feixe, por fim, é um recurso que pode ser encontrado nos osciloscópios de feixe duplo.

– *Traçado do sinal:* existem, basicamente, duas modalidades de apresentação de sinais para os osciloscópios digitais. Na modalidade denominada "junção de pontos", o sinal digital é exibido como um traço contínuo (em outros métodos, ele apareceria como uma linha pontilhada). O processo de "rodagem", por sua vez, costuma ser utilizado para exibir eventos de longa duração; nessa modalidade o traço desloca-se lentamente pela tela, da direita para a esquerda, podendo levar até 40 horas para completar o percurso. Existem outras técnicas que permitem a exibição de até 8 traços simultaneamente, cada um dos quais em tempo real ou armazenado.

– *Disparo*: recurso importante de todo osciloscópio, ele permite que o traço permaneça imóvel na tela, possibilitando observações ou medições precisas. Nos aparelhos do tipo analógico, os detalhes que ocorrem antes do momento do disparo só podem ser observados se o osciloscópio dispor de varredura vertical com retardo (veja a figura 6). Nos digitais, por outro lado, as porções do sinal anteriores ao disparo são exibidas normalmente.

O tempo de pré-disparo é igual à largura da tela, ou seja, depende da base de tempo selecionada. Isto traz embutida a desvantagem de o sinal de entrada ser sempre varrido de acordo com a base de tempo selecionada. Nesse caso, se a taxa de varredura for menor que a freqüência do sinal, como se vê na figura 7, as amostragens poderão ser tomadas em posições completamente erradas do sinal. Como se pode ver, embora o formato do sinal tenha sido respeitado, a freqüência daquele que aparece na tela é apenas 1/9 da freqüência do sinal de entrada.

Esse efeito é conhecido como "pseudo-varredura" (*aliasing*, em inglês). Se houver a mínima suspeita de sua influência, é recomendável comutar o aparelho para a operação em tempo real, que fornece uma visualização da verdadeira situação. A exemplo dos osciloscópios armazenadores analógicos, o pós-disparo também é possível nos modelos digitais – nos quais o retardo pode atingir 1000 vezes a largura da tela (veja a figura 8).

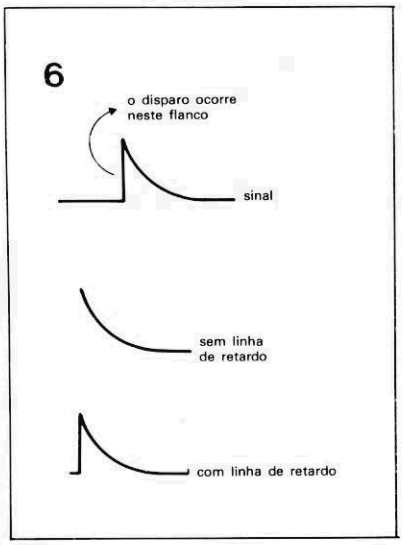


figura 6 – O retardo do sinal, em osciloscópios analógicos de armazenagem, assegura a exibição do ponto de disparo.

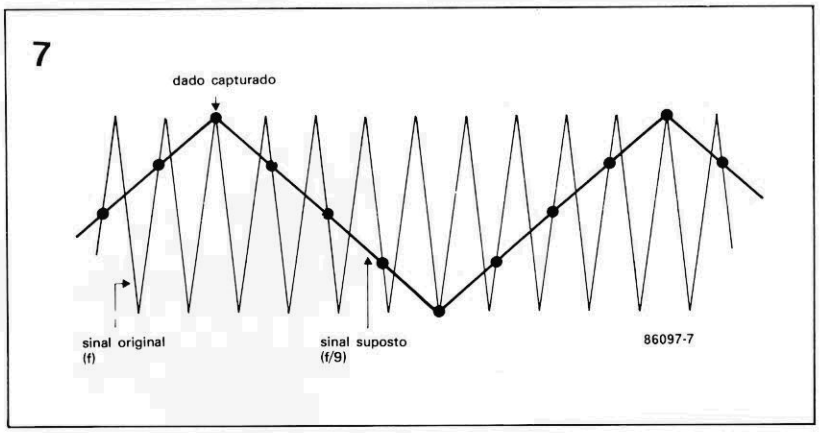
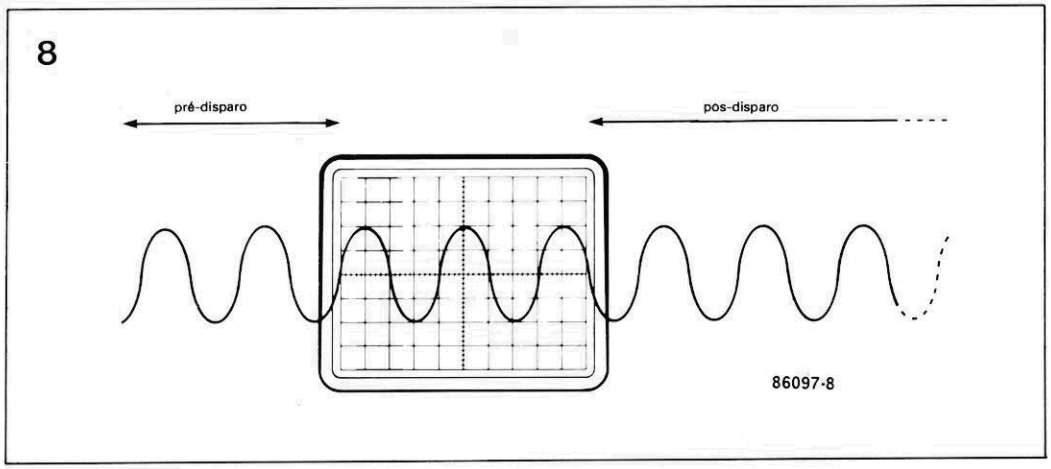


figura 7 – Exemplo de erro causado pelo efeito da pseudo-amostragem.

figura 8 – Nos modelos digitais, é possível obter tanto o pré como o pós-disparo.



Gerador de varredura

P. Theunissen

Projetado para ser utilizado juntamente com o gerador de funções do nº 4, este útil instrumento varia a frequência de saída ao longo de uma faixa predeterminada – permitindo investigar o comportamento e a resposta em frequência de inúmeros circuitos de áudio, tais como filtros e amplificadores.

O chamado "gerador de varredura" fornece os sinais necessários para se levantar automaticamente a curva de resposta dos mais variados circuitos. Em nosso caso, ele se restringe à faixa de áudio, tendo sido projetado para operar em conjunto com o gerador de funções apresentado na Elektor nº 4, de outubro de 86.

Nada impede, porém, que ele seja utilizado com outros geradores de áudio. Lembre-se apenas que o VCO (oscilador controlado por tensão) do gerador deverá ser capaz de trabalhar ao longo de uma faixa de 0,1 a 10 V na entrada – o que corresponde a uma relação de freqüências de 1 para 100; caso contrário, será necessário providenciar um adaptador de níveis adequado. Informações mais detalhadas sobre essa parte podem ser obtidas no próprio artigo do gerador de funções.

Em forma de blocos

O principal requisito de um gerador de varredura consiste em um oscilador de rampas ou dente-de-serra, que deve substituir a base de tempo interna do osciloscópio, na medição; isto é necessário porque nesses casos o osciloscópio deve trabalhar na modalidade X-Y, tendo desativada sua base de

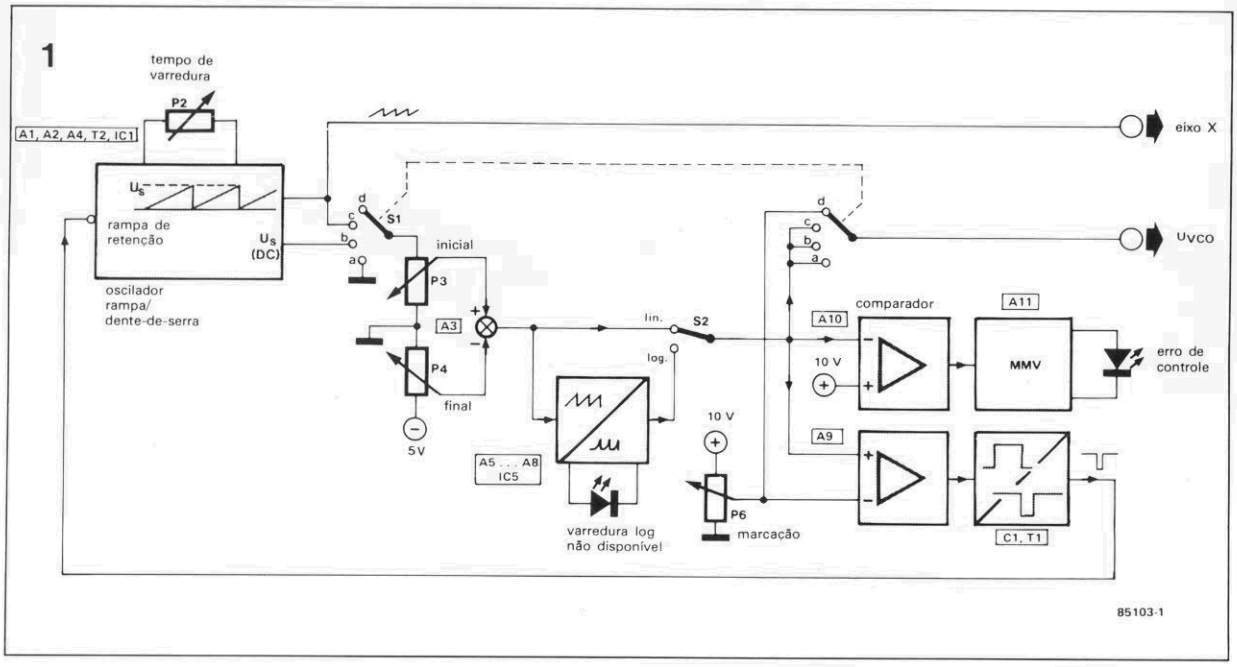


figura 1 – Diagrama de blocos do gerador de varredura para áudio.

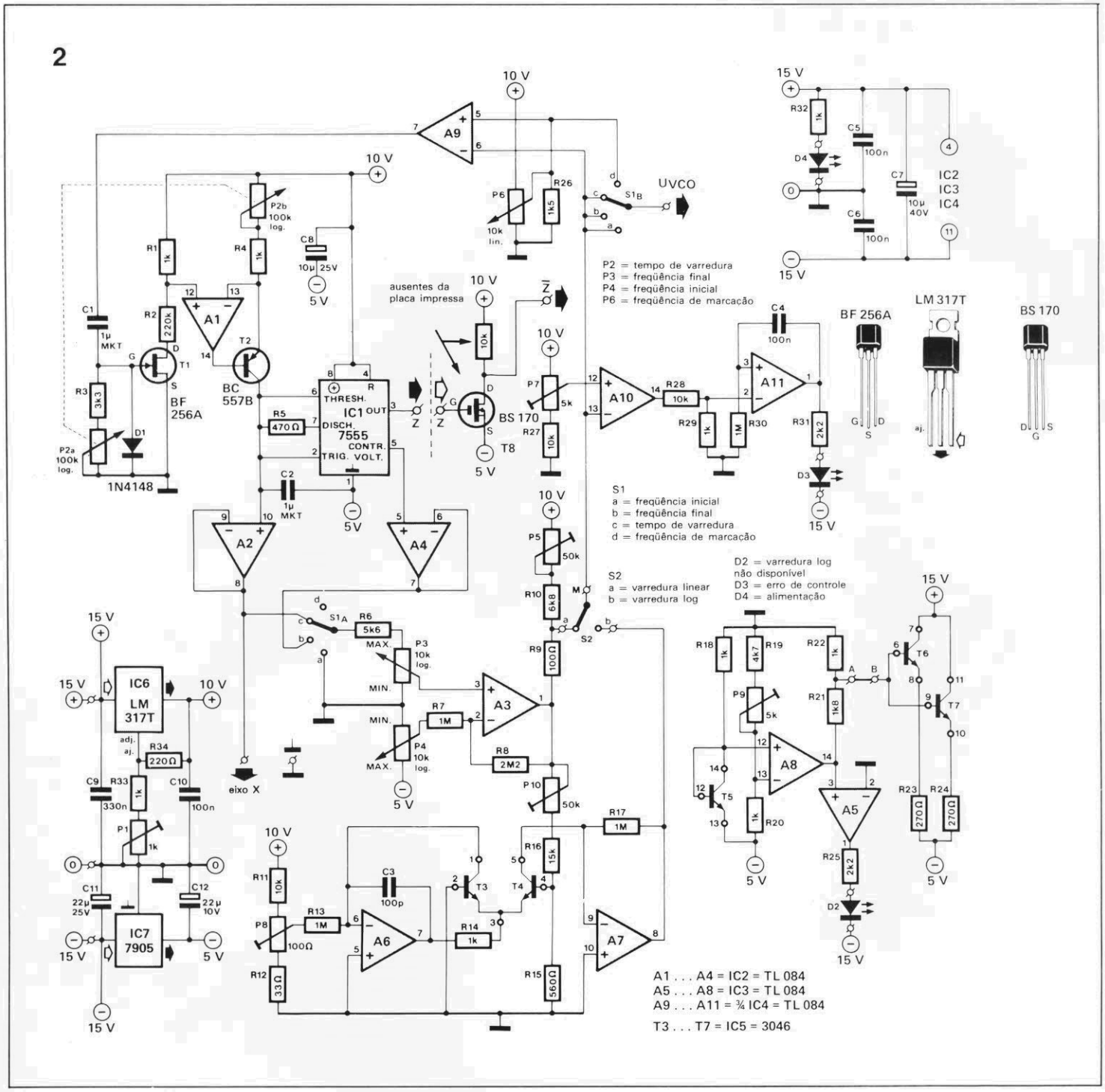


figura 2 – Esquema completo do gerador. Caso a saída Z tenha que ser invertida, deve-se acrescentar T8 e os componentes associados.

tempo horizontal. Esse oscilador externo também vai excitar o VCO do gerador de funções, sincronizando este aparelho com o osciloscópio.

Assim, quando o sinal dente-de-serra for nulo, a frequência do VCO será baixa e o feixe de elétrons estará na extremidade esquerda da tela. À medida que o sinal sincronizador aumenta de valor, a freqüência do VCO também cresce e o feixe de elétrons vai sendo deslocado para a direita – dando origem, dessa forma, ao eixo X do gráfico que será produzido na tela.

A variação de amplitude da grandeza medida é proporcionada pela base de tempo vertical (ou eixo Y). Se, por exemplo, a saída do gerador de funções for aplicada à entrada de um filtro e a saída deste, à entrada vertical do osciloscópio, na tela iremos ter uma resposta freqüência x tensão do filtro.

O período do gerador dente-de-serra da figura 1 pode ser variado entre 100 ms e 10 s, proporcionando sinais adequados mesmo para baixas freqüências. Antes de ser aplicado ao VCO do gerador de funções, o sinal dente-de-serra tem suas frequências inicial e final determinadas por P4 e P3, respectivamente. De fato, alterando o nível de nulo do sinal, através de P4, "mexe-se" na tensão mínima de VCO e, portanto, na frequência mínima; o trimpot P3, por sua vez, tem o poder de alterar a tensão de pico do sinal (que determina o nível máximo do VCO) e, consequentemente, o limite superior de frequência. Essas "fronteiras" podem ser facilmente estabelecidas por meio de um frequencímetro e qualquer ajuste errôneo é indicado por um LED específico.

4

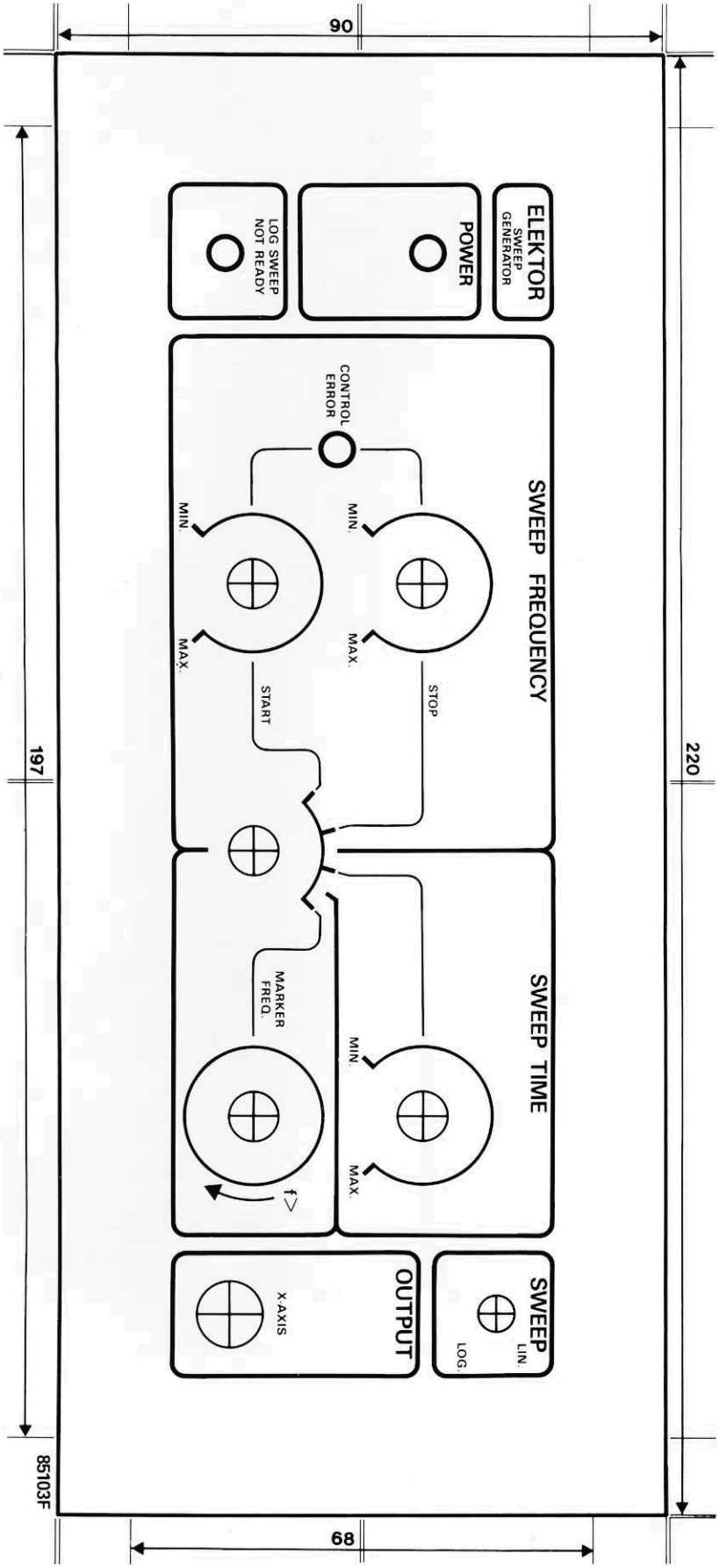


figura 4 – Sugestão de projeto para o painel frontal do aparelho.

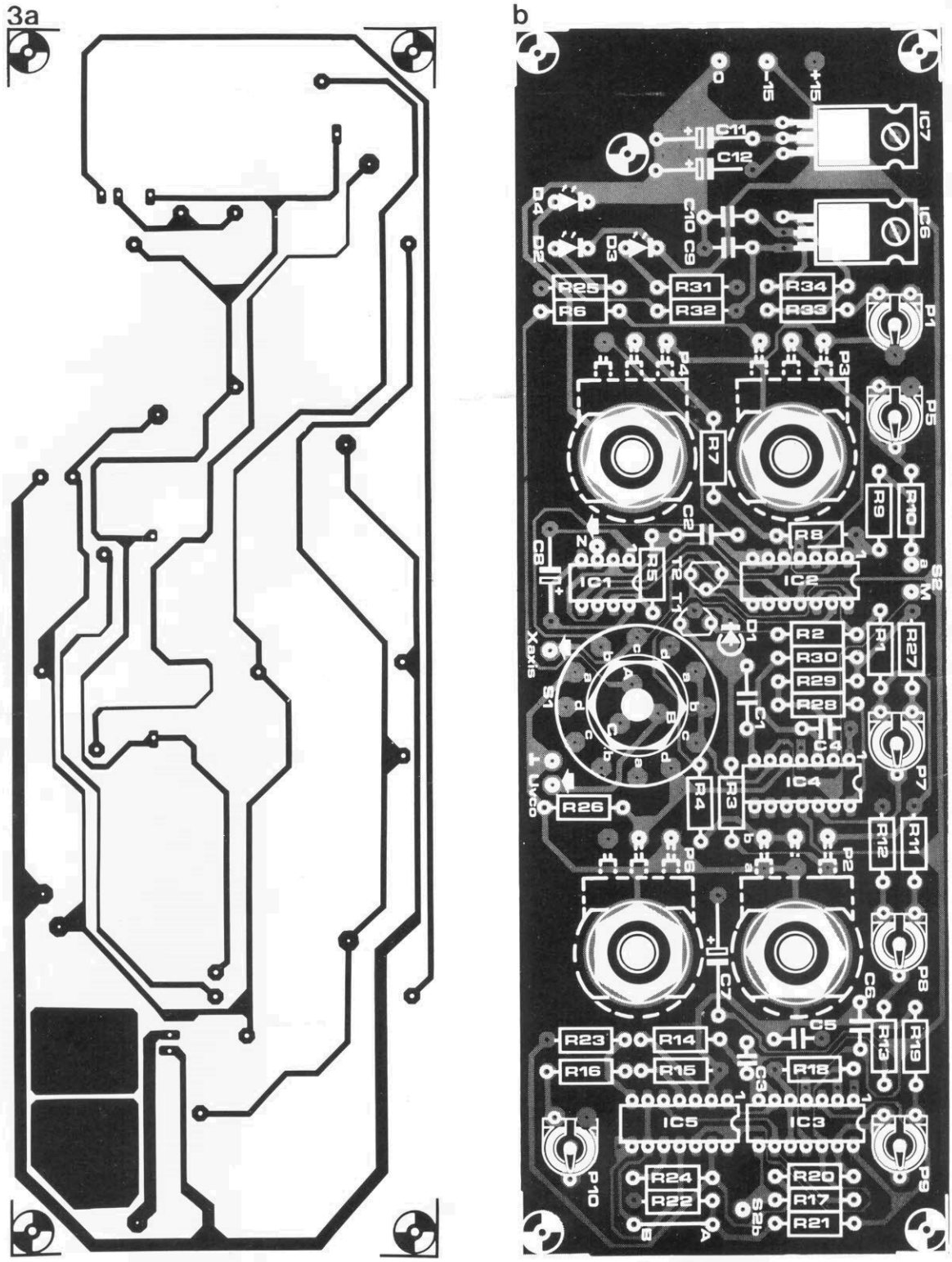


figura 3 – Placa impressa do circuito, de dupla face mas sem furos metalizados.

Lista de componentes
Resistores
R1, R4, R14, R18, R20, R22, R29, R32, R33 - 1 K
R2 - 220 k
R3 - 3,3 k
R5 - 470
R6 - 5,6 k
R7, R13, R17, R30 - 1 M
R8 - 2,2 M
R9 - 100
R10 - 6,8 k
R11, R27, R28 - 10 k
R12 - 33
R15 - 560
R16 - 15 k
R19 - 4,7 k
R21 - 1,8 k
R23, R24 - 270
R25, R31 - 2,2 k
R26 - 1,5 k
R34 - 220
Todos os valores em ohms

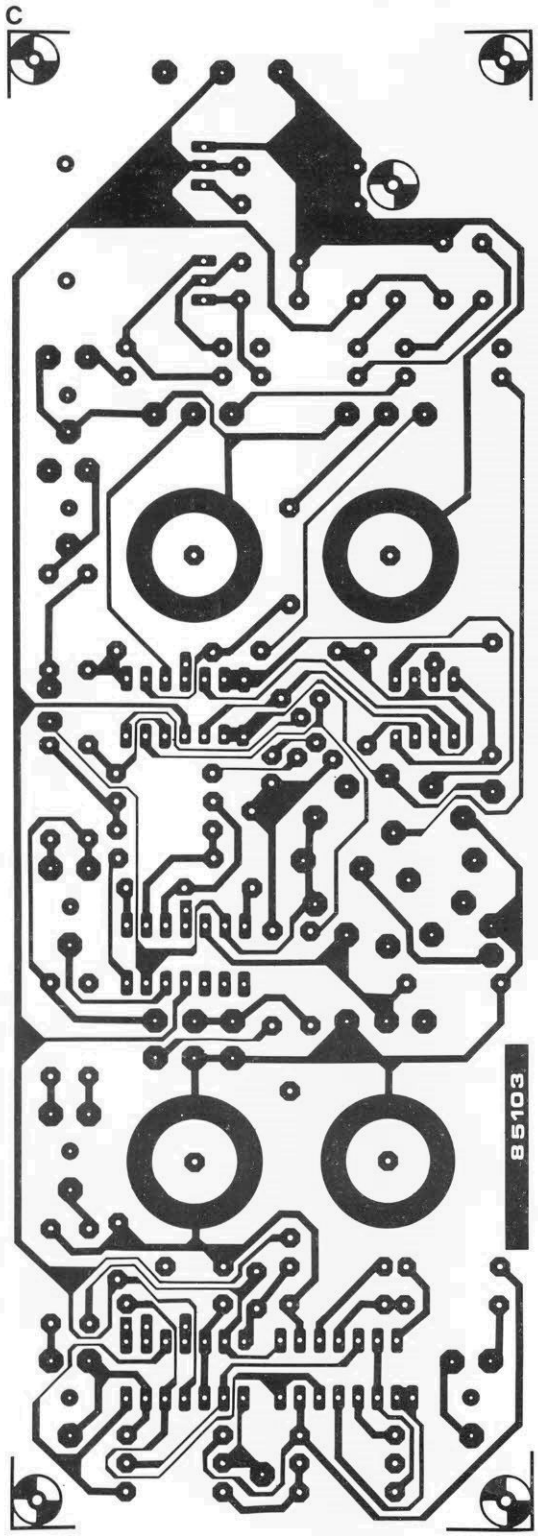
Potenciômetros
P1 - trimpot de 1 k
P2 - pot. log estéreo 100k
P3, P4 - pot. log 10k
P5, P10 - trimpot 50k
P6 - pot. 10 k (comum ou multi-voltas, se disponível)
P7, P9 - trimpot 5 k
P8 - trimpot 100
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C2 - 1 uF (sem polaridade)
C3-100 pF
C4, C5, C6, C10 - 100 nF
C7-10 uF/40 V
C8-10 uF/25 V
C9 - 330 nF
C11-22 uF/25 V
C12-22 uF/10 V

Semicondutores
D1 - 1N4148
D2, D3-LEDs vermelhos, 5 mm
D4 - LED amarelo, 5 mm
T1 - BF256A
T2 - BC557B
T3... T7- integrados em IC5
T8 - BS170 (opcional)
IC1 - 7555 (ou 555)
IC2, IC3, IC4 - TL084
IC5 - 3046
IC6 - LM317T
IC7 - 7905

Na hora de delimitar essa faixa de atuação, deve-se comutar a chave S1 para a posição "a", quando P3 fica curto-circuitado e o dente-de-serra, desativado. Pode-se então ajustar a frequência inicial através de P4, que determina uma tensão contínua Uvco correspondente à menor frequência requerida; essa freqüência pode ser lida diretamente em um frequencímetro ligado ao soquete *SYNC OUTPUT* do gerador de funções. A freqüência superior é ajustada de forma semelhante, mas através de P3 e com S1 posicionada em "b". O LED "erro de controle" vai acender sempre que o nível na entrada do VCO ultrapassar o máximo permitido de 10 V.

Um recurso adicional do gera-



dor de varredura permite que o sinal dente-de-serra forneça uma base de tempo horizontal logarítmica, ao invés de linear. A diferença entre ambas torna-se clara quando se observa as três fotos de uma tela de osciloscópio, no final do artigo. A chave S2 é usada para a seleção de uma dessas duas modalidades – que deve ser escolhida **antes** de se determinar os limites de freqüência, pois tais limites são válidos apenas para o tipo de base de tempo selecionado.

O trimpot P6 impõe a freqüência de marcação, recurso utilizado para a leitura das freqüências dentro da faixa estabelecida, na tela do osciloscópio; embora seja uma tarefa simples no caso da base de tempo linear, torna-se bastante complexa na escala logarítmica. Neste caso, é preciso produzir divisões individuais de escala, por intermédio de P6, de modo que a tensão em seu cursor seja igual à de VCO. Surge então um pulso que tem o efeito de "segurar" a rampa do sinal por alguns instantes, produzindo uma linha vertical mais destacada na tela (veja novamente as fotos do final do artigo). Essa linha indica a freqüência que corresponde ao nível CC presente no cursor de P6.

Com a chave S1 na posição "d", a freqüência de marcação pode ser lida em um frequencímetro. Essa freqüência é igualmente obtida nas duas bases de tempo do gerador de varredura, sem distinção. Note, por fim, que não há varredura quando a chave S1 se encontra nas posições a, b e d.

Descrição do circuito

O oscilador de rampa/dente-de-serra é composto por A1, A2, A4, T2 e IC1, conforme mostra o esquema da figura 2. O operacional A1, juntamente com o transistor T2, forma uma fonte de corrente controlada por tensão, que carrega o capacitor C2 com uma corrente que varia entre 0,45 e 45 μA, dependendo da posição de P2b. O temporizador IC1 (que é uma versão CMOS do tradicional 555) foi conectado de forma que C2 passe a descarregar toda vez que a tensão sobre os pinos 2 e 6 atinge 5 volts; quando o potencial nesses pinos do 7555 cai a 0, tern início um novo ciclo de carga-descarga.

O sinal dente-de-serra é aplicado aos potenciômetros delimitadores de freqüência (P3 e P4), através do *buffer* A2. As tensões presentes nos cursores de ambos são combinadas em A3 – estágio que também garante a excitação correta do VCO, sob condições normais. O nível excitador mínimo do VCO é determinado por P5 em cerca de 100 mV, no caso da base de tempo linear.

O sinal entregue ao VCO do gerador de funções é tomado do ponto comum de S1b. Com essa mesma chave na posição "d", a

gerador de varredura

Diversos
S1 - chave rotativa, 3 pólos-4 posições
S2 - chave inversora simples
Soquete BNC p/ saída Z (opcional)
Soquetes DIN para painel
Placa nº 85103

Os seguintes componentes devem ser soldados em ambos os lados da placa (a partir do alto, apenas os terminais que aparecem interrompidos): pino do + 15 V, C12, C9, IC6 (2x), P1, P5, R31, R32, P4, R25, R8, R27, R11, R12, R22, P10, C5, R15, R23, C7, T1, C8 (2x), C4, P6, P2, R18. Um pequeno pedaço de fio nu deve ser soldado em ambos os lados da placa, próximo às seguintes posições: pino 4 de IC2, pino 1 de IC3, pino 2 de IC3, pino 4 de IC3, pino 4 de IC4 e pino 8 de IC5. Todos os pinos de conexão, exceto aqueles destinados ao eixo X e S2, devem ser soldados na face oposta à dos componentes

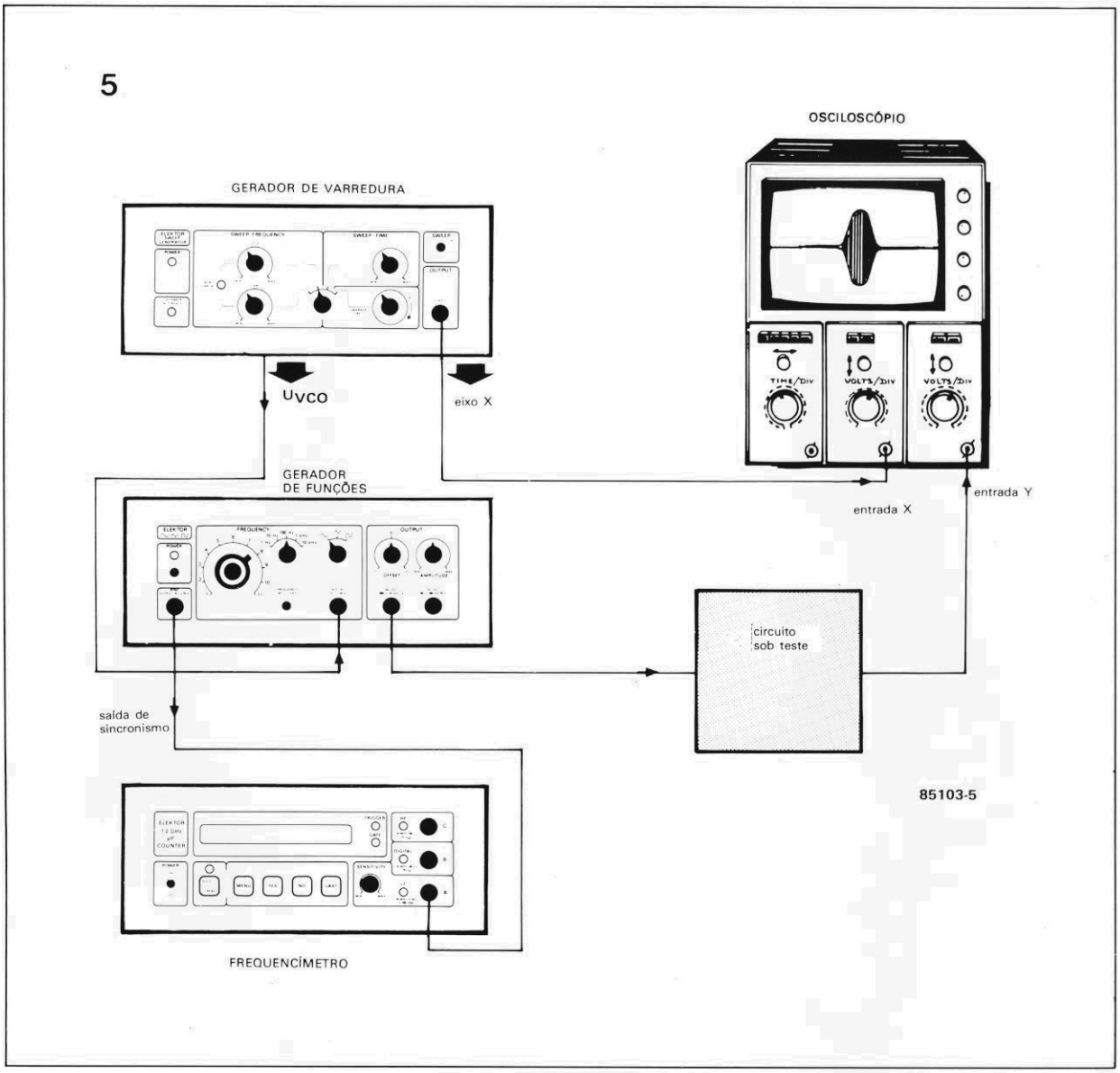


figura 5 – Típica implementação para o levantamento de uma curva de resposta em freqüência.

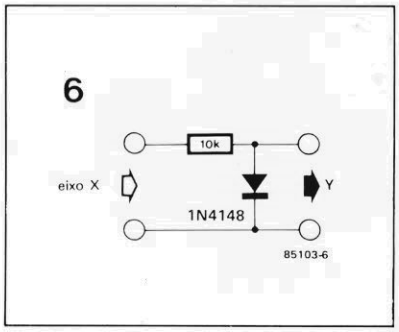


figura 6 – Circuito de acoplamento entre o gerador e o osciloscópio, durante a calibração.

tensão contínua estabelecida por P6 (que determina a freqüência de marcação) é aplicada ao oscilador controlado por tensão. O amplificador diferencial A9 compara essa tensão com o dente-de-serra e comuta sua saída para -15 V se os dois níveis forem iguais.

O primeiro flanco desse pulso é moldado por C1-R3-P2a, sendo depois usado para ativar o FET T1 – que, por sua vez, sustenta a rampa enquanto dura o pulso. E para assegurar que a duração do pulso corresponda ao período de carga de C2, ele é ajustado por P2a em proporção direta com o período de carga.

O LED de erro de controle acende sempre que o comparador A10 encontra-se desbalanceado, ou seja, quando o VCO está sobreexcitado (com tensões superiores a 10 V, como já vimos). Esse nível-limite é determinado por P7 e, quando excedido, o comparador acusa a irregularidade, fazendo com que A11 (um redutor de pulsos) ative D3. Em baixas freqüências de varredura, aliás, esse LED tende a piscar, ao invés de ficar brilhando continuamente.

Pelo fato de operar na modalidade X-Y, o osciloscópio pode tornar ligeiramente visível o traço de retorno, na tela. Mas se o aparelho possuir uma entrada Z, porém, essa pequena deficiência poderá ser facilmente eliminada, bastando ligar a saída Z do gerador de varredura a essa entrada. Poderá ser necessário, na prática, inverter o nível de saída ou adaptar seu nível ao do osciloscópio, de acordo com cada caso.

O conversor linear-logarítmico consiste de A6, A7, T3 e T4. Embora esse estágio disponha, em princípio, de compensação de temperatura, ela demonstrou não ser suficiente no caso do gerador. Para remediar mais esse problema, foi providenciada uma compensação adicional através de A8, T5, T6 e T7 (note que os transistores T3... T7 estão contidos em IC5, um conjunto tipo 3046).

O transistor T5 atua como sensor de temperatura, com uma sensibilidade de -2 mV/°C. A diferença entre sua tensão base-emissor (0,6 V) e a queda sobre R20 é amplificada por A8, para depois excitar as fontes de corrente formadas por T6 e T7. Sempre que U_{BE} for maior que U_{20}, uma corrente elevada fluirá por esses **dois transistores**, aquecendo **o CI.**

Quando a temperatura do mesmo atinge o valor predeterminado em P9, a corrente em T6 e T7 diminui. Obtém-se, dessa forma, uma condição balanceada, na qual a dissipação de T6 e T7 (contidos no mesmo encapsulamento de T3 e T4) mantém a temperatura de IC5 dentro de limites bastante estreitos.

Assim que esse integrado atinge sua temperatura correta de operação, o LED "varredura log não disponível" apaga; a tensão na entrada de A8 estará seguramente, então, entre -5 e 0 V.

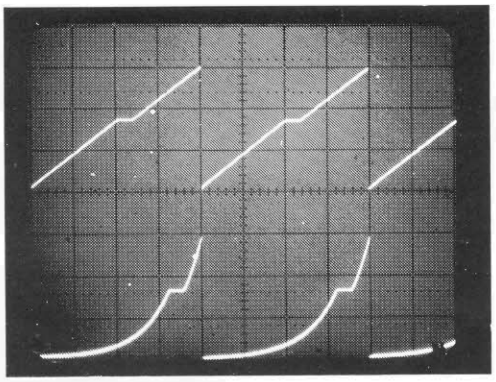
Montagem geral

Antes de iniciarmos a montagem, baseada na placa da figura 3, alertamos para uma série de preparações que devem ser feitas no gerador de funções que irá ser utilizado nas medições. Para começar, deve-se "puxar" dele as linhas de +15 V, -15 V, terra e VCO, para alimentar a excitar o gerador de varredura. A tensão de +15 V pode ser obtida no catodo de D7; a de -15 V, no anodo de D8; a linha de terra, no pino central de IC4; e a de VCO, no pino "c" do soquete de entrada correspondente, após ter sido cortada a ligação entre os pinos "a" e "c" desse soquete – isto, ainda levando em conta o gerador de funções já publicado em Elektor.

O soquete do VCO, mesmo com a alteração sugerida, pode continuar a ser usado como entrada para tensões excitadoras externas, já que uma vez inserido um plugue no mesmo, a ligação com o gerador de varredura será automaticamente desfeita. A melhor forma de "extrair" essas linhas do gerador de funções seria através de um conector de 5 pinos, instalado no painel traseiro do aparelho. É conveniente, também, abrir mais alguns furos de ventilação nas proximidades do regulador de 15 V, tanto na tampa como no fundo do gabinete do gerador de funções, a fim de assegurar um resfriamento adequado ao aumento de dissipação.

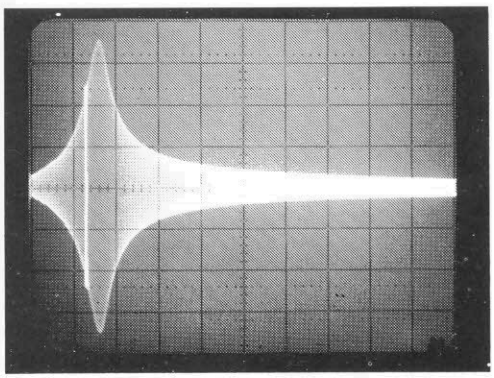
O gerador de varredura poderá ser alojado em uma caixa plástica ou metálica semelhante à do gerador de funções, medindo cerca de 200 x 140 x 75 mm. Lembre-se de fixar um conector DIN de 5 pinos no seu painel traseiro, a exemplo do que foi feito no gerador de funções. Se for o caso, inclua também um conector BNC para a saída Z.

O painel frontal poderá ser implementado de acordo com a sugestão da figura 4. Todos os dizeres (que podem ficar em inglês ou português, como você preferir) são facilmente reproduzíveis por meio de letras transferíveis, depois de abertos os furos necessários. Os três LEDs podem ser colados ou fixados através de molduras específicas. A última foto do artigo, mostrando o protótipo por cima, dá uma idéia da solução encontrada pelos projetistas na acomodação do sistema dentro da caixa.

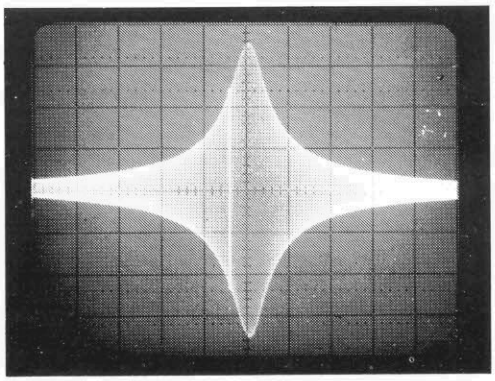


gerador de varredura

Ondas dente-de-serra lineares (ao alto) e logarítmicas, com freqüência de marcação (escala de 3 V/div.).



Varredura com base de tempo linear (2,4 kHz/div.).



Varredura com base de tempo logarítmica.

Calibração

Ao realizar a montagem, deixe a ponte A-B (próxima a R22) e o capacitor C1 para serem soldados após a operação de ajuste do gerador. Faça as ligações pedidas entre os dois geradores e comece calibrando o estágio compensador de temperatura. Ligue então um voltímetro digital entre os pinos 12 e 13 de A8 e ajuste P9 para

uma leitura de aproximadamente 60 mV, observando que o pino 12 é mais positivo que o 13. Desligue a alimentação e solde a ponta A-B em seu lugar.

Volte a ligar a alimentação e, após um breve período de tempo, o LED "varredura log não disponível" deverá apagar. Passe então à etapa seguinte, girando P2 totalmente no sentido anti-horário; ligue, em seguida, a saída "eixo X" do gerador de varredura à entrada Y de um osciloscópio, de acordo com a figura 6, o qual deve estar comutado para CC e 50 mV/div.

Comute o gerador de funções para a faixa de 1 kHz e ligue um frequencímetro à sua saída SYNC. No gerador de varredura, comute S1 para aposição "a" e S2 para a modalidade linear. Gire primeiramente P4 (freqüência inicial) e depois P5 totalmente no sentido anti-horário; por fim, gire P4 no sentido horário, até que o frequencímetro acuse uma leitura de 1 kHz.

Continuando, chaveie S2 para a modalidade logarítmica e gire P4 totalmente para esquerda, mais uma vez. Desligue o gerador de varredura e leve o cursor de P8 totalmente para a esquerda; volte a ligá-lo e gire P8 lentamente para a direita, até o frequencímetro indique exatamente 1 kHz.

Leve agora S1 para a posição "b" e vire P4 todo para a esquerda e P3 todo para a direita; ajuste então P10 para obter uma tensão de excitação (Uvco) de aproximadamente 11 V.

Por fim, leve o cursor de P3 (freqüência final) para seu batente esquerdo e a chave S2 para a posição "linear". Gire então P3 até obter uma leitura em torno dos 102 kHz, ajustando depois P7 para que o LED "erro de controle" fique no limiar do acendimento; se a freqüência for ligeiramente aumentada, o LED deverá acender.

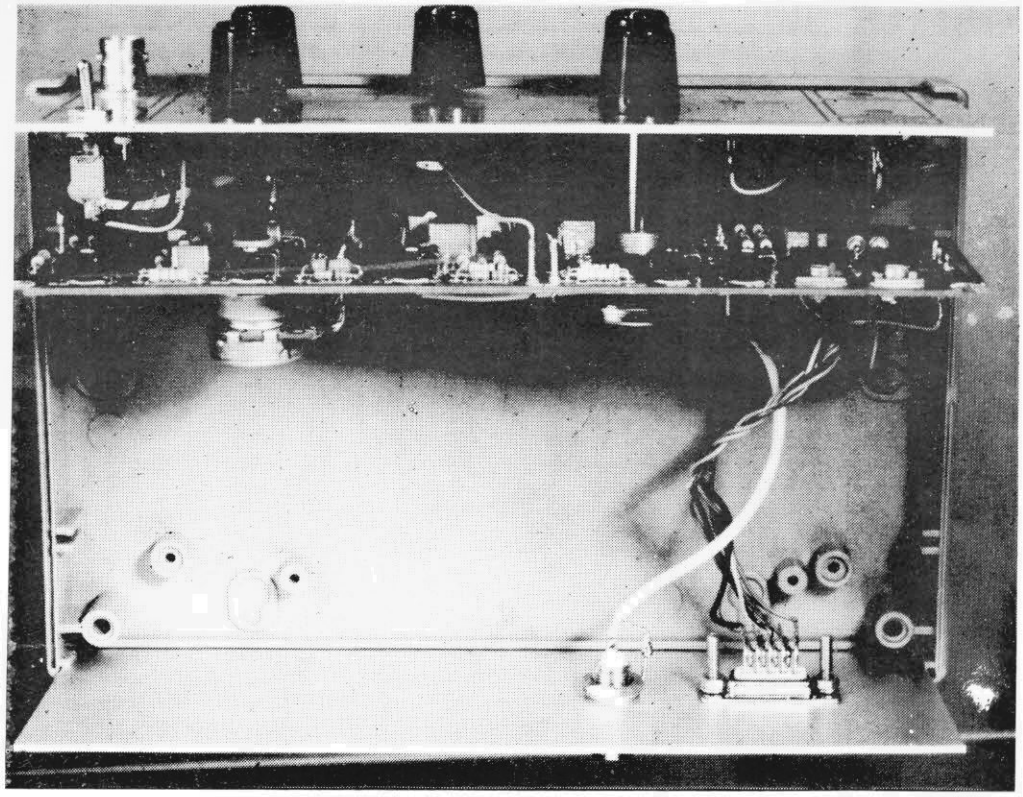
E está encerrada a calibração do gerador. O capacitor C1 pode agora ser soldado no lugar que lhe compete.

Considerações finais

Uma implementação típica para a medida de resposta em freqüência pode ser vista na figura 5. Caso a base de tempo logarítmica seja mais importante, em seu caso, do que a linear, os potenciômetros P3 e P4 podem ser trocados por seus equivalentes lineares, tornando um pouco mais simples o ajuste das freqüências de início e término.

Uma vez ligados os dois geradores, não se deve utilizar a faixa de 10 kHz do gerador de funções, uma vez que a tensão de VCO tenderá a elevá-la para 1 MHz (enquanto a máxima freqüência de operação de ambos é 100 kHz).

As fotos ilustram perfeitamente o que nosso gerador pode fazer na tela de um osciloscópio. Respostas em freqüência mais definidas – como as plotadas em papel, por exemplo – só poderão ser obtidas na tela se a tensão na entrada Y do osciloscópio for retificada e convertida ao seu valor logarítmico. Devido ao custo adicional que esse recurso implicaria, foi preferível não incluí-lo no gerador de varredura, barateando sua montagem. ■



A radiotelegrafia e o teletipo são largamente usados nas comunicações mundiais. Além de explicar as bases de ambas as técnicas e as diferenças existentes entre elas, este artigo talvez vá motivar muita gente por um *hobby* fascinante, já bastante comum entre os radioamadores de todo o mundo: ouvir mensagens em morse e RTTY pelas ondas curtas.

Morse & RTTY

comunicação em pontos, traços e pulsos

Além da radiotelefonia, que é a comunicação por palavras, existem outras formas de transmitir mensagens sem fios: a radiotelegrafia (ou morse) e o teletipo (ou RTTY). Ambos tiveram origem na telegrafia e, até hoje, as comunicações entre locais distantes é mais confiável por essas duas técnicas do que pela telefonia. De fato, nas situações em que a fala torna-se ininteligível, devido a interferências e outros problemas, os sinais telegráficos ou de RTTY ainda são recebidos satisfatoriamente.

Histórico

Os primeiros experimentos realizados por Marconi, sem o uso de fios, na virada do século, foram realizados com um código formado por traços e pontos, que Samuel Finlay Morse inventou em 1843 e desde então é conhecido por seu nome. A idéia de representar letras e números dessa forma, porém, não partiu dele, já que durante milhares de anos as mensagens foram transmitidas usando o mesmo princípio, através da interrupção rítmica de fumaça ou luz. Morse foi, contudo, o primeiro a ter a idéia da telegrafia por fios e também a conceber um alfabeto e um sistema numérico viáveis, denominado "código morse" (veja a figura 12).

O radioteletipo, por sua vez, foi fruto da necessidade de se agilizar as transmissões e de se decodificar e imprimir automaticamente as informações recebidas. O código morse não se mostrou adequado a tais necessidades, o que não é de se estranhar, pois foi criado visando a operação manual, o fácil reconhecimento das mensagens e o aprendizado rápido pelos operadores; é óbvio que Morse não podia prever a automatização.

Nos códigos feitos para teleimpressora, ao contrário do código morse, cada combinação de caracteres (seja de letra, número, pontuação ou qualquer outro símbolo) tem a mesma extensão medida em unidades-padrão ou em períodos de tempo. As unidades são chamadas, às vezes, de bits; preferimos não utilizar o termo para evitar confusões com os dígitos binários dos circuitos lógicos.

As diferenças

A radiotelegrafia e o RTTY diferem principalmente na temporização dos sinais, que na primeira é relativa e no segundo, absoluta. Na operação em morse, a proporção entre pontos e traços, entre traços e pausas e entre pontos e pausas é da maior importância; por outro lado, a extensão absoluta dos pontos, traços e pausas pode sofrer pequenas variações, sem problemas, já que o outro operador sabe reconhecer o padrão.

Em RTTY isto é completamente diferente: o tempo é fixo, ou seja, a extensão das unidades deve ser precisa e não pode variar. Como veremos mais adiante, isto é de suma importância para o perfeito funcionamento dos decodificadores automáticos, sejam eles mecânicos ou eletrônicos.

Quando os equipamentos de RTTY foram usados pela primeira

1

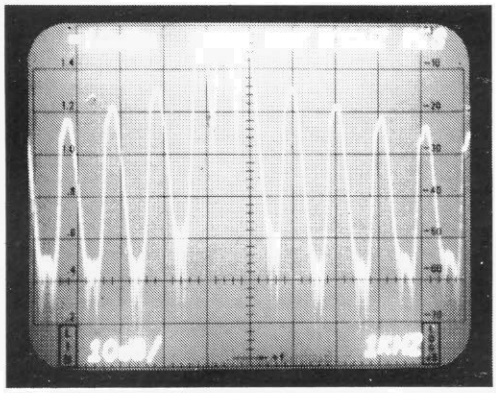


figura 1 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em amplitude por uma onda quadrada simétrica de 1 kHz, em um nível de 100%.

2

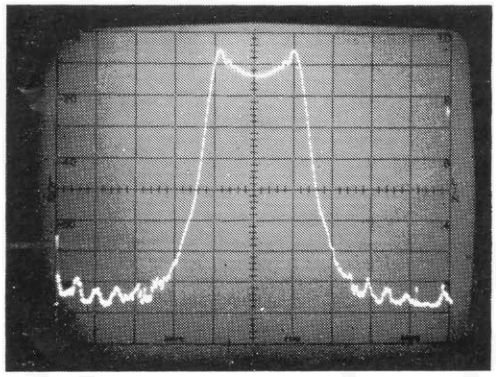


figura 2 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em freqüência por uma senóide de 10 Hz, com um desvio de 100 Hz.

3

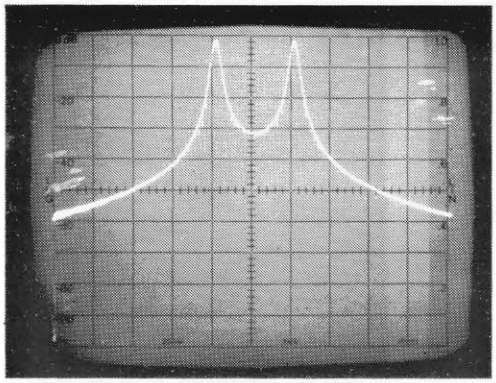


figura 3 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em freqüência por uma onda quadrada de 10 Hz, com um desvio de 100 Hz.

4

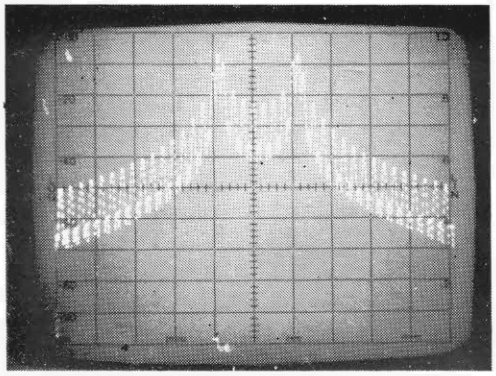


figura 4 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em freqüência por uma onda quadrada de 25 Hz, com um desvio de 100 Hz.

5

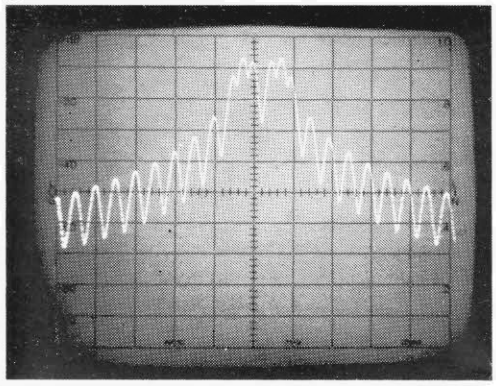


figura 5 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em freqüência por uma onda quadrada de 50 Hz, com um desvio de 50 Hz.

vez, ficou claro que a simples comutação da portadora ao ritmo do código era uma técnica pouco prática. Até hoje, o código mais usado baseia-se em 5 unidades e todas as combinações possuem um significado específico, o que pode facilmente dar origem a erros de transmissão.

Modulação FSK

Para eliminar o maior número possível de erros, introduziu-se a técnica FSK ou "comutação por desvio de freqüência" (*frequency shift keying*), na qual a freqüência da portadora assume dois valores: o primeiro (normalmente mais elevado) é chamado de "marca" e representa o "1" lógico, enquanto o segundo é conhecido como "espaço" e representa o "O" lógico. A diferença entre as duas freqüências recebe o nome de "desvio".

Essa técnica também pode ser considerada como modulação em amplitude da portadora, onde o sinal modulador é uma onda quadrada e o nível de modulação, de 100%. A onda quadrada, por sua vez, é composta por uma senóide fundamental e suas harmônicas; estas têm sua quantidade e numeração determinadas pelo ciclo de trabalho da onda – no caso da onda quadrada simétrica, por exemplo, temos apenas harmônicas ímpares.

Na figura 1 pode-se ver o espectro de freqüência de uma portadora modulada em AM, por uma onda simétrica, a um nível de 100%. É clara a necessidade de se limitar a largura de faixa, que na prática é alcançada acoplando-se um filtro RC entre o manipulador e o transmissor. Os transmissores telegráficos com espectro amplo demais podem ser identificados pelos "estalos" produzidos no manipulador, no mesmo ritmo do código, mas um tanto "desafinados".

O espectro de uma portadora modulada em freqüência está representado na figura 2. O sinal modulador é uma senóide de 10 Hz e o desvio tem cerca de 100 Hz. Observe que a maior parte da energia está localizada entre fc - fd e fc + fd (onde fc é a freqüência da portadora e fd o desvio) e que o deslocamento de freqüência equivale ao dobro do desvio.

A figura 3 mostra o que acontece quando o sinal modulador passa de senóide a onda quadrada: os picos, como se vê, estão bem mais definidos, pois o tempo decorrido entre níveis lógicos ficou mais reduzido, ocasionando pouca transferência de potência na região $f_c \pm f_d$. Em contrapartida, os flancos do sinal ficam menos abruptos, obrigando a mais alguns artifícios para tornar a largura de faixa aceitável. Isto pode ser feito de duas formas diferentes: por um filtro passa-banda ou arredondando os flancos do sinal modulador.

Concluímos,portanto, que a técnica FSK tanto pode ser considerada como uma portadora modulada por onda quadrada ou como uma combinação de duas portadoras comutadas sequencialmente. Esta segunda definição poderá ser considerada correta sempre que o nível de modulação (ou seja, a razão entre o desvio de freqüência e

a freqüência do sinal modulador) for maior que 1. Comprove o que dissemos pela seqüência de fotos das figuras 4... 6.

Demodulação nas duas técnicas

A confiabilidade da telegrafia morse é diretamente proporcional à experiência do operador. Uma pessoa "tarimbada" pode acompanhar as mensagens mais confusas, que seriam totalmente incompreensíveis para um novato – e, nesse aspecto, um circuito eletrônico pode ser considerado como novato.

O cérebro humano, como sua enorme capacidade de armazenar informações, é quase sempre capaz de chegar a uma conclusão acertada, mesmo quando em dúvida. Os seres humanos também tiram proveito de uma importante característica da linguagem: a redundância. Isto quer dizer que geralmente passamos mais informações do que o necessário para que nosso interlocutor compreenda ou tome uma decisão. Em outras palavras, mesmo na falta de algum dado, o restante da mensagem ainda contém informação suficiente para uma perfeita compreensão.

Estas características "humanas" tornam a telegrafia, apesar de tudo o que foi dito, um dos meios de comunicação sem fio mais baratos e confiáveis que existem (logo mais veremos uma versão de teletipo ainda mais confiável).

O diagrama de blocos de um demodulador típico para telegrafia aparece na figura 7 e consiste em um filtro passa-banda, um amplificador, um retificador e um disparador, além de um controle automático de ganho (CAG). A utilização de um circuito desses apresenta alguns obstáculos, como o filtro, por exemplo, que deve exibir uma faixa de 100 Hz – resultando num componente complexo e caro, devido aos flancos bastante abruptos que deve possuir.

Os melhores filtros são feitos com elementos de retardo; e o retardo propriamente dito, que é o tempo tomado pelo sinal ao passar pelo elemento, depende da freqüência. Na freqüência central de um filtro desses, por exemplo, cada elemento atrasa o sinal em meio ciclo. Depois de passar por dois elementos, o sinal resultante encontra-se em fase com o sinal original e, se ambos forem somados, irá ocorrer uma amplificação real do sinal de entrada.

Por outro lado, nas freqüências em que os dois sinais estão defasados de 180°, a soma vai provocar uma atenuação. Percebe-se, portanto, que através de uma seleção criteriosa dos elementos de retardo, é possível obter qualquer seletividade.

A grande vantagem dessa técnica reside na capacidade dos elementos de retardo em bloquear os sinais espúrios; o sinal útil é gradualmente "montado" no filtro, ao passo que os ruídos indesejáveis são sempre muito breves para qualquer "montagem".

Como o sinal emprega um tempo finito para atravessar o filtro, sua freqüência não deve sofrer alterações nesse período, sob pena de não se obter a desejada relação de fase. Tais filtros já podem ser encontrados sob a forma de circuitos integrados, utilizando técnicas digitais.

Para servir de detector um circuito a diodo deve bastar, caso o filtro tenha boa seletividade; a demodulação síncrona é sempre preferível, no entanto, devido à sua maior imunidade a interferências. Esse tipo de demodulação costuma ser efetuada por circuitos PLL (*phase-locked loop* ou laço fechado por fase), que exibem uma característica dinâmica nunca inferior a 30 dB, tornando supérfluo o uso do CAG.

O circuito de disparo deve ser capaz de distinguir entre sinais com nível lógico alto e baixo. Ele só será disparado se o sinal permanecer durante um período suficiente para provocar um nível lógico alto. A utilização de um integrador controlado por tensão ou corrente permitirá que a constante

6

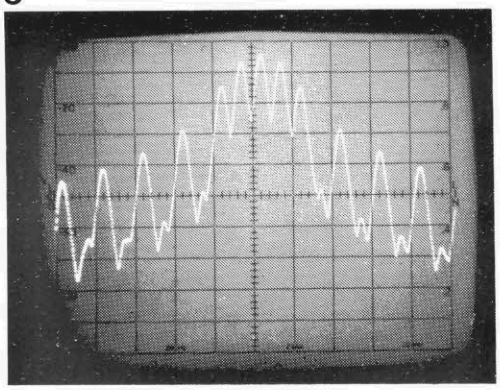
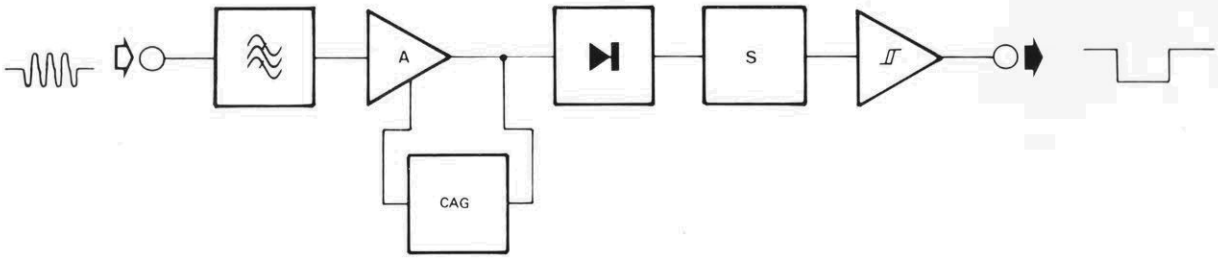


figura 6 – Espectro de freqüência de uma portadora modulada em freqüência por uma onda quadrada de 100 Hz, com um desvio de 50 Hz.

figura 7 – Diagrama de blocos de um típico demodulador para telegrafia morse.

7



de integração seja definida por um microprocessador, com base na velocidade do sinal recebido.

Modulação AM ou FM?

A técnica RTTY foi considerada, a princípio, como um sinal modulado em freqüência, que era portanto demodulado em um discriminador. Argumentava-se, então, que isto resultaria em uma melhora do sinal de saída, numa analogia à recepção em FM, de qualidade muito superior à de AM. Atualmente, apenas uma minoria compartilha dessa opinião.

Provou-se, com o tempo, que nas bandas de alta freqüência (1,6 . . .30 MHz) ocorrem certos fenômenos de propagação que tendem a afetar os tempos de percurso de uma transmissão (um dos percursos, por exemplo, é feito pela reflexão na camada E da ionosfera, enquanto outro se dá pela camada F, mais elevada). Um dos efeitos colaterais provocados por duas ondas do mesmo sinal percorrendo dois caminhos diferentes, até o receptor, é a atenuação por interferência. Outro efeito comum é o da atenuação seletiva, que ocorre quando algumas freqüências são mais atenuadas do que outras, devido ao desvio de fase.

Os sinais modulados em FM padecem terrivelmente desses dois males e a situação é piorada ainda mais pelo aumento do desvio de freqüência – artifício aplicado assiduamente devido à teoria da modulação FM que afirma ser o ganho, sob a forma de relação sinal/suído, diretamente proporcio-

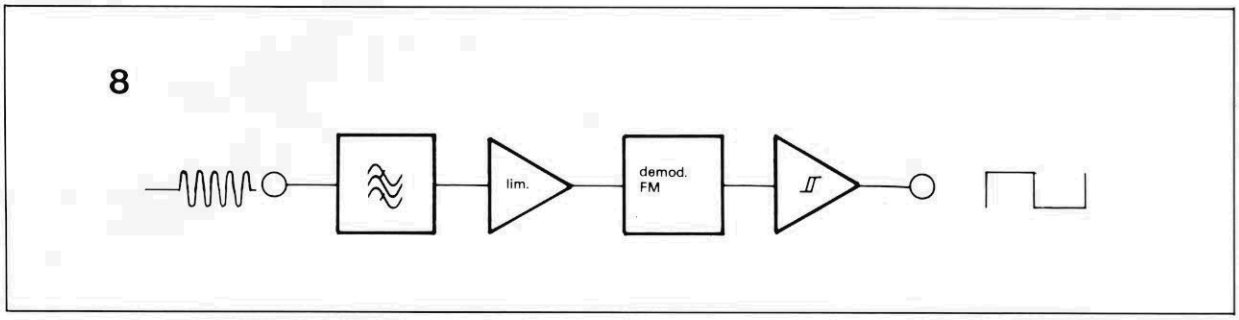


figura 8 – Diagrama de um típico demodulador FSK para operação em FM.

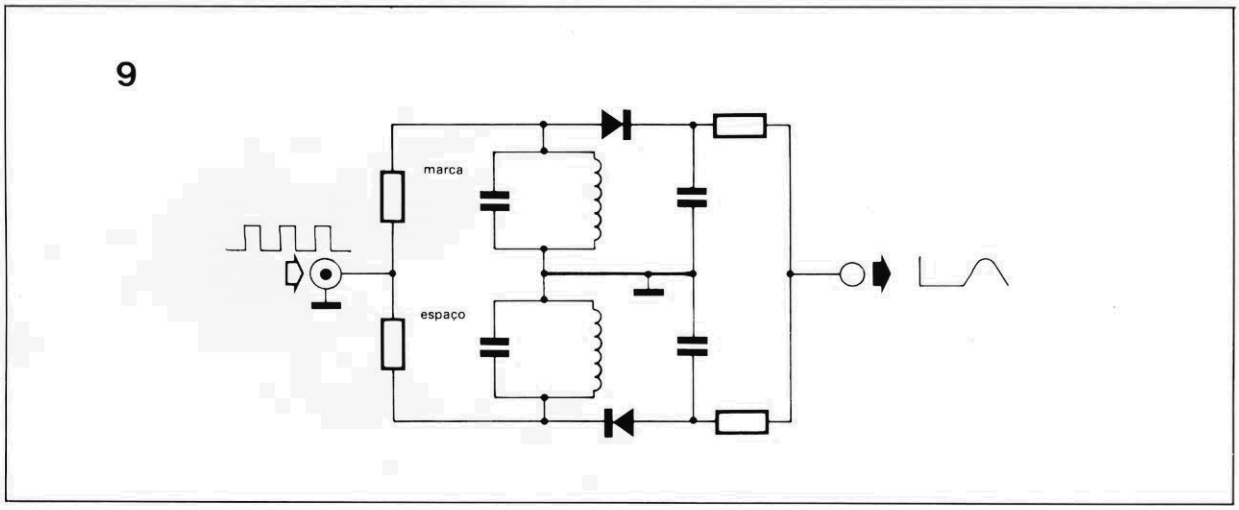
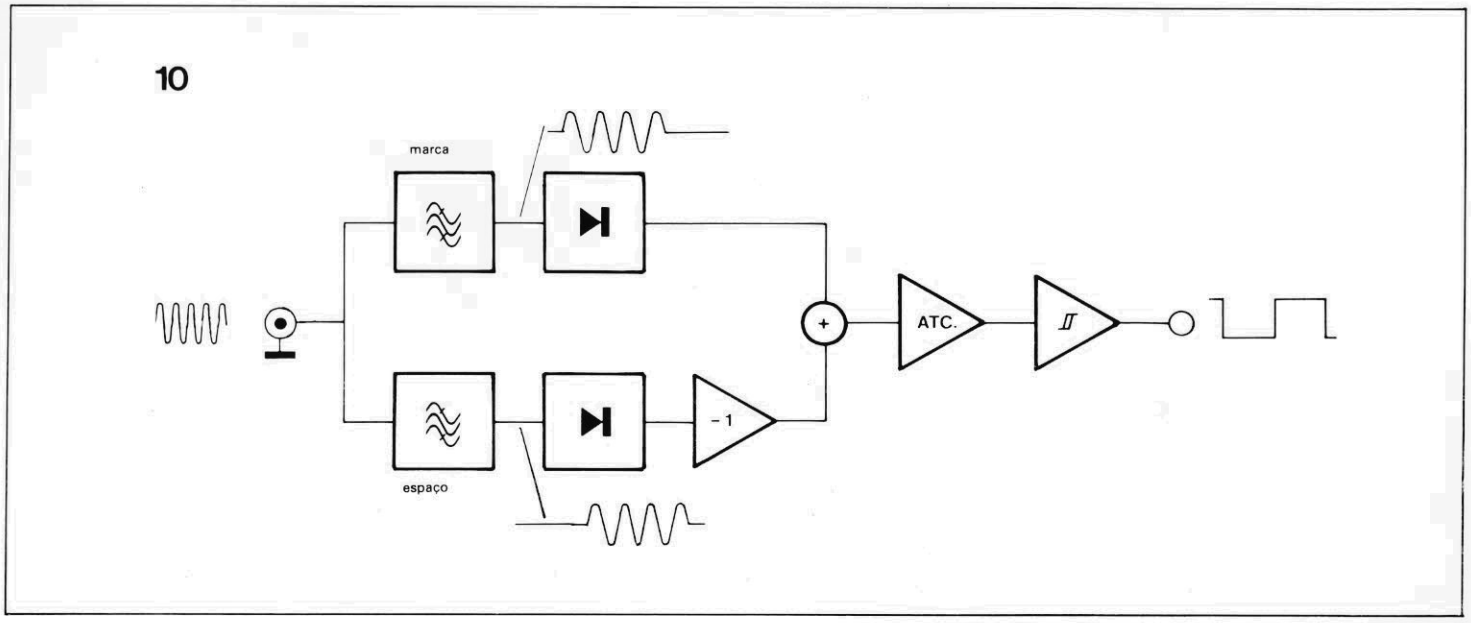


figura 9 – Esquema de um discriminador para FM normalmente encontrados nos terminais.

figura 10 – Diagrama de blocos de um terminal, operando como detector de AM.



nal à relação desvio de freqüência – taxa baud.

Usando como base fotos tiradas da tela de um analisador de espectro, conclui-se que, em muitos casos, é mais correto tratar a técnica FSK como uma combinação de duas portadoras chaveadas. A estreita faixa de passagem, nesse caso, vai depender somente da taxa baud e não mais do desvio de freqüência; ao mesmo tempo, assegura-se uma melhor rejeição dos sinais espúrios.

O demodulador RTTY (normalmente denominado TU, abreviação de *terminal unit*) continuará a operar sem problemas, mesmo se uma das portadoras (que contém exatamente a mesma informação) desaparecer, devido à atenuação, por exemplo. Na figura 8 temos representado o diagrama de blocos de um típico TU para operação em FM; o sinal é filtrado, limitado e em seguida aplicado a um discriminador – que é, normalmente, do tipo "FM verdadeiro", como se vê na figura 9.

Os circuitos PLL não seriam adequados, nesse caso, porque não há, em geral, uma relação confiável entre marcas e espaços e o laço ficaria, portanto, constantemente "destravado". Elementos desse tipo somente serão úteis quando houver garantia de que o laço permanecerá fechado – como, por exemplo, nos casos em que o desvio de freqüência é pequeno (85 e 170 Hz, digamos) ou se a operação se der em VHF (entre 30 e 220 MHz), onde a propagação é previsível.

O diagrama de blocos de um TU funcionando como detector de AM pode ser visto na figura 10. Veja que são usados filtros separados para marcas e espaços, seguidos pelos detectores apropriados. As saídas desses detectores são complementares, já que quando um espaço está presente não há marcas e vice-versa (veja a figura 11). Caso um dos sinais desapareça temporariamente, a saída do circuito de soma terá apenas metade do valor normal – o suficiente, porém, para acionar o corretor automático de limiar (ATC),

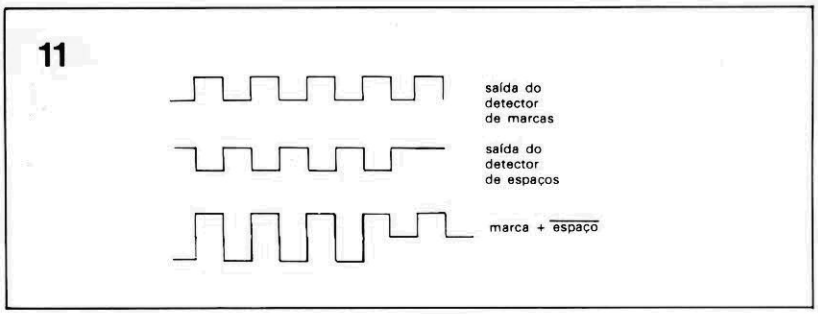


figura 11 – Marcações e espaços idealizados e combinações de ambos.

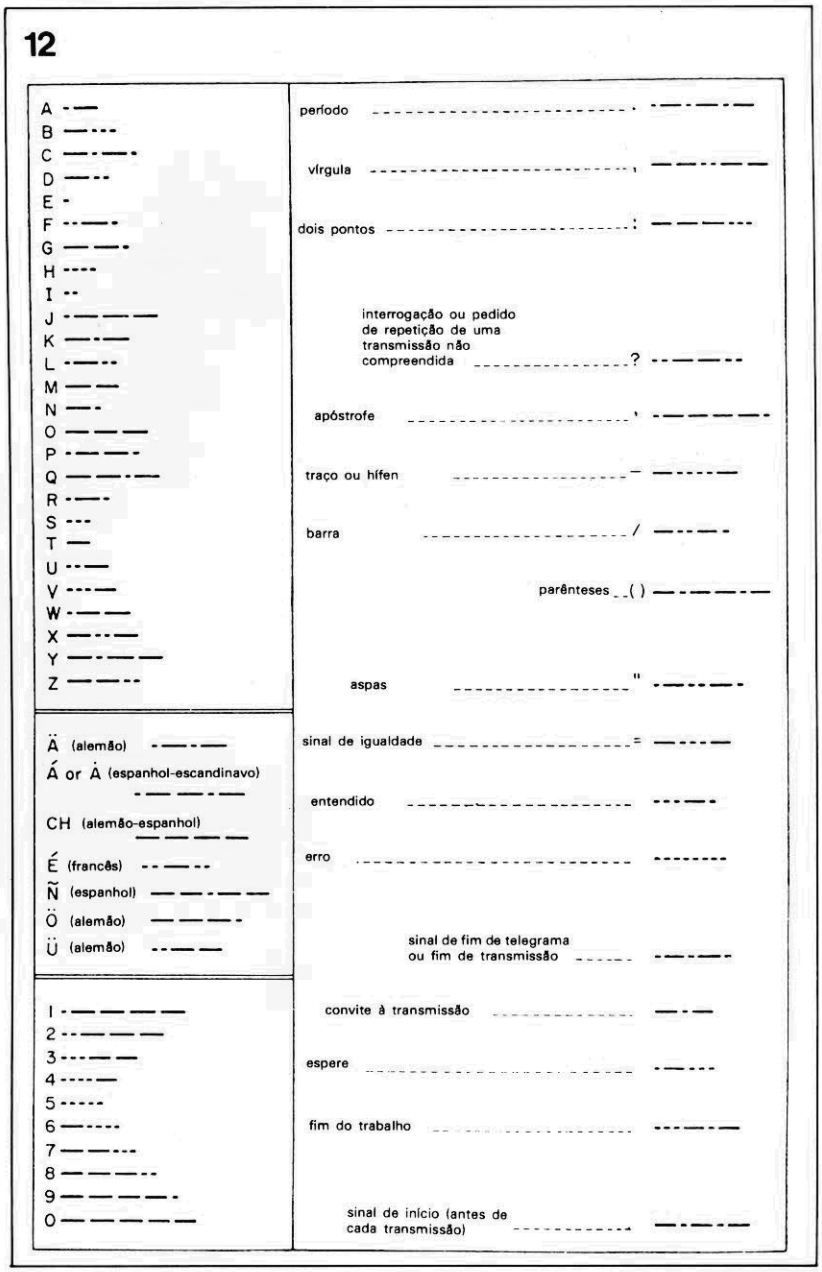


figura 12 – Tabela do código morse internacional.

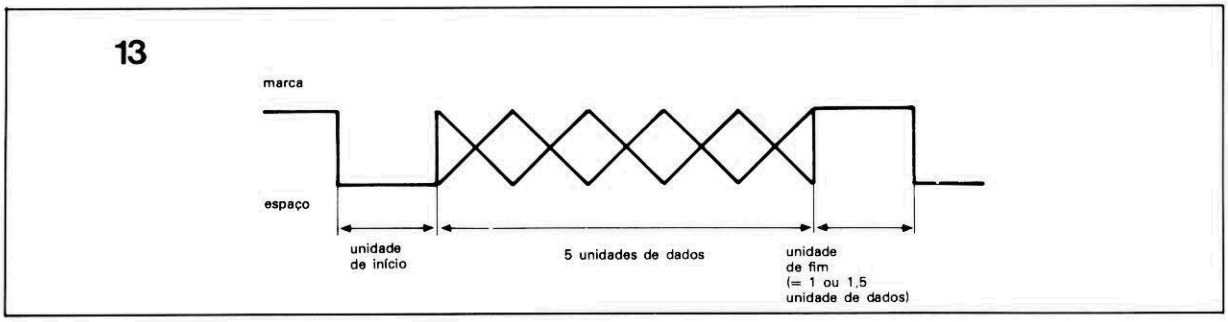


figura 13 – Composição de um caractere Baudot, sendo uma unidade de início, cinco unidades de dados e uma unidade de término.

14

código Baudot de 5 unidades					letras	símbolos							código Moore de 7 unidades						
1	2	3	4	5		internacional	W. U.	militar	TWX	meteorologia			1	2	3	4	5	6	7
O	O	–	–	–	A	–	–	–	–	↑			–	–	O	O	–	O	–
O	–	–	O	O	B	?	?	?	5/8	⊕			–	–	O	O	–	–	O
–	O	O	O	–	C	:	:	:	1/8	O			O	–	–	O	O	–	–
O	–	–	O	–	D	Idf.	$	$	$	↗			–	–	O	O	O	–	–
O	–	–	–	–	E	3	3	3	3	3			–	O	O	O	–	–	–
O	–	O	O	–	F	Opt.		!	1/4	→			–	–	O	–	–	O	O
–	O	–	O	O	G	Opt.	&	&	&	↘			O	O	–	–	–	–	O
–	–	O	–	O	H	Opt.	#	Stop	Stop	↓			O	–	O	–	–	O	–
–	O	O	–	–	I	8	8	8	8	8			O	O	O	–	–	–	–
O	O	–	O	–	J	Bell	Bell	'	,	↙			–	O	–	–	–	O	O
O	O	O	O	–	K	(	(	(	1/2	←			–	–	–	O	–	O	O
–	O	–	–	O	L	)	)	)	3/4	↖			O	O	–	–	–	O	–
–	–	O	O	O	M	.	.	.	.	.			O	–	O	–	–	–	O
–	–	O	O	–	N	,	,	,	7/8	Φ			O	–	O	–	O	–	–
–	–	–	O	O	O	9	9	9	9	9			O	–	–	–	O	O	–
–	O	O	–	O	P	0	0	Ø	0	Ø			O	–	–	O	–	O	–
O	O	O	–	O	Q	1	1	1	1	1			–	–	–	O	O	–	O
–	O	–	O	–	R	4	4	4	4	4			O	O	–	–	O	–	–
O	–	O	–	–	S	'	'	Bell	Bell	Bell			–	O	–	O	–	O	–
–	–	–	–	O	T	5	5	5	5	5			O	–	–	–	O	–	O
O	O	O	–	–	U	7	7	7	7	7			–	O	O	–	–	O	–
–	O	O	O	O	V	=	;	;	3/8	Φ			O	–	–	O	–	–	O
O	O	–	–	O	W	2	2	2	2	2			–	O	–	–	O	–	O
O	–	O	O	O	X	/	/	/	/	/			–	–	O	–	O	O	–
O	–	O	–	O	Y	6	6	6	6	6			–	–	O	–	O	–	O
O	–	–	–	O	Z	+	"	"	"	+			–	O	O	–	–	–	O
–	–	–	O	–	retorno do carro								O	–	–	–	–	O	O
–	O	–	–	–	avanço de linha								O	–	O	O	–	–	–
O	O	O	O	O	letras								–	–	–	O	O	O	–
O	O	–	O	O	símbolos								–	O	–	–	O	O	–
–	–	O	–	–	espaço entre palavras								O	O	–	O	–	–	–
–	–	–	–	–	branco								–	–	–	–	O	O	O
					———							sinal RQ	–	O	O	–	O	–	–
					———							alfa inativo	–	O	–	O	–	–	O
					———							beta inativo	–	O	–	O	O	–	–

opt. = opcional

idf. = identificação, responda, quem é você?

figura 14 – Códigos para teleimpressora e símbolos típicos dos caracteres.

que recupera o valor da entrada do disparador.

Assim sendo, a ausência temporária de uma marca ou espaço não é percebida na saída do disparador. Pelo fato de ser um estágio simples e eficiente (contém apenas alguns diodos, resistores e capacitores), o ATC é incluído em praticamente todos os TUs atuais.

Influência do código

Os códigos de transmissão nada mais são do que um acordo internacional para se processar a informação de um certo modo, antes de transmiti-la. Dessa forma, a linguagem humana é um tipo de código, usado para trocarmos idéias e sentimentos. Um aspecto importante de todo código é a redundância, que pode ser assegurada, pela forma mais simples, através da repetição da informação.

Esse recurso, porém, só pode ser usado se for possível detectar a ocorrência de erros. O código morse internacional aparece na figura 12, enquanto na figura 14 temos os códigos Baudot e Morse, respectivamente com 5 e 7 unidades. Operadores experientes são capazes de detectar facilmente os erros e retificá-los, no caso do morse, mas o Baudot não permite essa facilidade.

O Baudot, aliás, foi o primeiro código desenvolvido para RTTY; ele é do tipo assíncrono, ou seja, o receptor não fica sincronizado com o transmissor através de um *clock*. Para possibilitar a sincronização, então, o transmissor deve enviar uma unidade adicional, controlada pelo *clock*, que é usada no comando do *clock* do receptor.

O começo de cada caractere é assinalado através de uma unidade de início, que tem a mesma duração de uma unidade de dados; essa unidade tem sempre o nível lógico correspondendo, portanto, a um espaço. Depois dela

vêm as cinco unidades de dados e, em seguida, uma unidade de término – cuja função é ressincronizar transmissor e receptor após a última unidade de dados, caso tenham "saído dos trilhos" durante a operação.

Como os antigos equipamentos de teletipo trabalhavam em velocidades bem menores que os atuais, era perfeitamente aceitável que a unidade de início equivalesse a 1,5 unidade de dados. Com as modernas máquinas eletrônicas, esse valor baixou para uma unidade, igualando a duração de todas as unidades do código – o que, além disso, contribuiu para melhorar a sincronização dos *clocks,* reduzindo a taxa de erros. Já existem inúmeras estações de RTTY trabalhando com apenas uma unidade de final; nesse caso, a operação assíncrona, quando todas as unidades têm a mesma duração, é conhecida por "isossíncrona".

A taxa baud de transmissão pode ser considerada como o inverso da duração de uma unidade; assim, para uma taxa de 50 (muito utilizada), as unidades de dados e início têm 20 ms e as de final, 20 ou 30 ms. A taxa baud, em si, não fornece indicação alguma da velocidade com que os dados estão sendo transmitidos. Das 7,5 unidades usadas no Baudot (veja a figura 13), apenas cinco transportam informações, perfazendo uma razão de dados igual a

$$(5/7{,}5) \times 50 = 33 \text{ unidades por segundo}$$

Como a possibilidade de erros cresce com o número de unidades utilizadas, está explicado porque o código Baudot é preferido em lugar do ARQ Moore ou do ASCII – o Código Americano Padrão para Intercâmbio de Informações, que utiliza 8 unidades. Uma das fontes de erro no código Baudot reside na chamada "função *shift*", análoga à empregada em máquinas de escrever na passagem de minúsculas para maiúsculas.

De fato, o número máximo de caracteres possíveis com 5 unidades é de apenas 32, insuficientes para representar todas as letras do alfabeto, os números e os vários sinais gramaticais. Assim sendo, a "tecla de maiúsculas" é usada para indicar os numerais e pontos gramaticais; ao voltar para as letras, essa função deve ser inibida. Os problemas criados por esse fator são tais que muitas agências de notícias costumam processar todo o texto apenas com palavras – "cinco" em lugar de "5", "hífen" em vez de "-" e assim por diante. No caso de idiomas com alfabetos maiores que o latino, os problemas são ainda mais pronunciados.

Um grande progresso, então, foi a introdução do código Moore de 7 unidades, do tipo ARQ (*automatic request* ou requisição automática), que permite a detecção e a eventual correção de erros (veja a figura 14). Ele é totalmente síncrono (dispensando, portanto, as unidades de início e término), possibilitando representar até 128 caracteres diferentes.

Considerando-se, porém, somente essas combinações – que fornecem uma razão de 4 marcas para 3 espaços ou vice-versa – apenas 35 caracteres resultam disponíveis, sendo ainda necessária, portanto, a função "maiúsculas". Agora, no entanto, é possível testar a transmissão e verificar se a razão é realmente 3:4; e, se não for, tomar medidas corretivas.

No caso de apenas um transmissor e um receptor, o primeiro é requisitado a repetir a parte da mensagem em que a razão resultou errada. Se houver um transmissor e vários receptores, a mensagem é repetida normalmente, após um certo período de tempo, para que as informações originais possam ser comparadas com as repetidas.

Essas modalidades de RTTY estão sendo utilizadas sempre mais, já que o sistema em que é pedida uma repetição de mensagens será inevitavelmente mais confiável do que a operação morse, além de plenamente automático. Sua única indicação de má recepção ocorre quando a capacidade do *buffer* de recepção é excedida. A tendência, portanto, será utilizarmos com frequência cada vez maior os códigos com repetição automática de dados, em detrimento do morse e do Baudot.

Princípios da decodificação

De maneira geral, os bits saídos do demodulador estão longe de serem perfeitos, apresentando deficiências provocadas (a) pela duração dos pulsos, quando ela não corresponde ao tempo de referência, devido a alguma alteração na taxa de transmissão; e (b) pela presença de sinais espúrios, que distorcem os dados. O algoritmo decodificador deve ser capaz de "ignorar" esses problemas, tarefa particularmente difícil em decodificadores morse, devido à variação sofrida pela duração das unidades.

Costuma-se adotar, então, o método de medir a duração do bit e compará-lo com o tempo de referência. Caso o tempo medido seja superior à metade da referência, o bit será aceito com "1" e em caso contrário, como "0".

Outro problema resultante do tráfego em Baudot é que a unidade de início precisa ser demodulada corretamente. Logo que o sistema é ligado, o receptor está pronto para a transição de 1 para 0; assim que ela ocorre, tem início o processo de contagem e, se durante o mesmo ficar comprovado que a unidade de início esteve em "1" durante mais da metade do tempo de referência, o sistema assume um falso começo, revertendo o terminal para a condição de espera. Desse modo, o computador é capaz de detectar um falso começo mesmo antes que termine o período da unidade de início.

Já no caso da decodificação morse, o microprocessador deve determinar e memorizar a menor duração de bit, no princípio da mensagem, para depois ignorar ou compensar durações ainda menores. Os decodificadores morse, assim como os de teletipo, dispõem de um integrador que determina a constante de integração através de uma corrente ajustável – cujo ajuste vai determinar a largura dos pulsos que devem ser rejeitados.

Os sistemas síncronos, por fim, dependem de seus *clocks* para operar de forma confiável; a sincronização é feita através de sinais especiais, de acordo com normas internacionais. O circuito de *clock,* em ambos os terminais, é controlado por um oscilador a quartzo estável e bastante preciso, controlado termostaticamente ou ligado a um estágio de compensação da temperatura. Uma vez atingida a sincronia, os dois *clocks* permanecem em "harmonia" por muito tempo. ◼

Cortador de polistireno

O "fio quente" controlado eletronicamente

Quem já tentou serrar blocos ou chapas de polistireno sabe do problema. São pedaços de plástico para todo lado e o trabalho fica estragado. Na verdade, a única forma correta de se cortar polistireno é pelo método do fio quente; o fio, no entanto, deve ser mantido à temperatura correta, sob pena de não de não cortar nada ou simplesmente queimar o material.

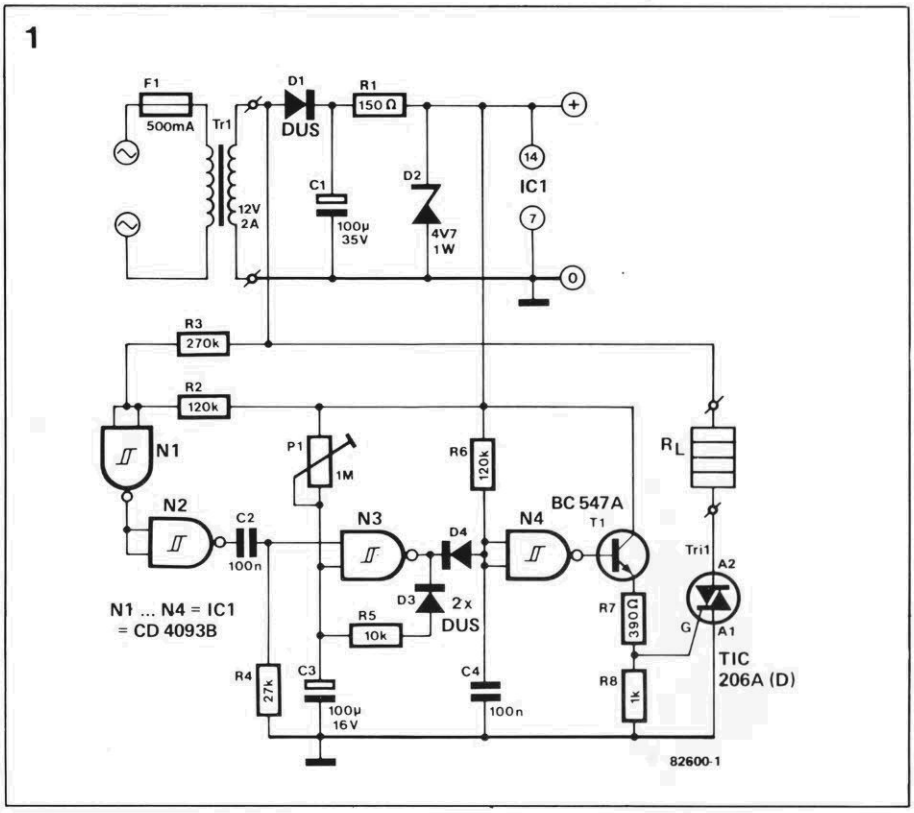
Um transformador de baixa tensão, que possa fornecer uma corrente de 2 A é mais que suficiente para o circuito. Controlando-se o fluxo de corrente pelo fio, sua temperatura também é mantida sob controle. E, para reduzir o consumo e a dissipação de potência, a corrente é ligada e desligada continuamente por um triac.

Um dos lados do "fio quente" (representado por R_L na figura 1) vai ligado diretamente ao secundário do transformador. As portas N1 e N2 asseguram que a senóide fornecida pelo transformador seja convertida em uma onda quadrada; para que isso ocorra, os valores de R2 e R3 foram calculados de modo que N2 chaveie em fase com a fonte CA.

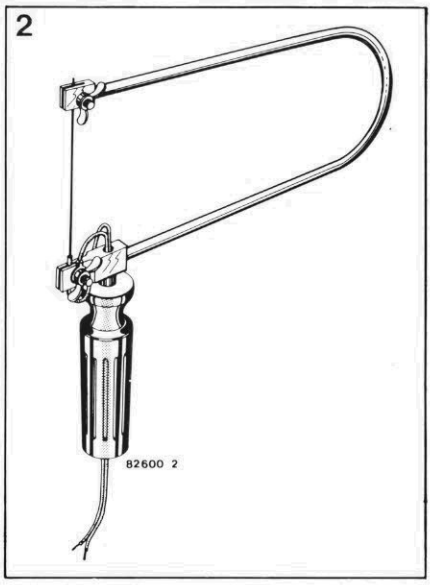
A malha RC formada por R4 e C2 faz a diferenciação dos pulsos positivos, enquanto o diodo grampeador interno de N3 suprime os pulsos negativos. A porta N3 e componentes associados formam uma chave temporizadora que, por sua vez, controla o triac. Seus períodos de chaveamento são determinados por C3, que é carregado através de P1 e descarregado por meio de R5 e D3, para a saída de N3.

Os níveis de carga e descarga de C3 estão na faixa dos limiares do disparador Schmitt formado por N3; conclui-se, portanto, que a tensão sobre C3 será sempre 0 ou 1 lógico. Com um nível alto, N3 recebe um pulso positivo de N2, resultando em um breve pulso negativo em sua saída – o que vai disparar N4 e depois T1, que ativa o triac. A malha R6/C4 garante que o triac conduza durante todo um ciclo da rede.

1

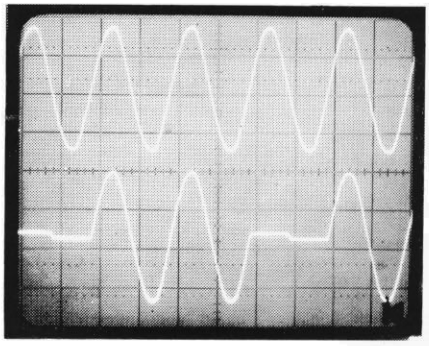


2



O pulso negativo também faz a tensão sobre C3 cair abaixo do nível de disparo de N3 (tenha em mente que o período de tempo em tudo isso ocorre pode ser variado por P1). N3 agora não reage mais aos pulsos vindos de N2, "congelando" sua saída no nível alto, e C3 fica impedido de descarregar através de R5 e D3; o triac, portanto, é desativado. Após um certo período de tempo (estipulado por P1), a tensão sobre C3 volta a ser o nível 1 e o processo tem início novamente. A forma de onda sobre o triac pode ser observada na foto.

Como já mencionamos, R6 e C4 asseguram que o triac conduza por todo o ciclo da rede. Com isso, a carga do transformador torna-se simétrica, reduzindo a necessidade de correntes CC elevadas. Note que a resistência total do fio de corte não deve exceder 5 ohms. A figura 2 fornece uma boa sugestão de implementação prática, empregando um pequeno arco de serra (devidamente isolado, é claro!).

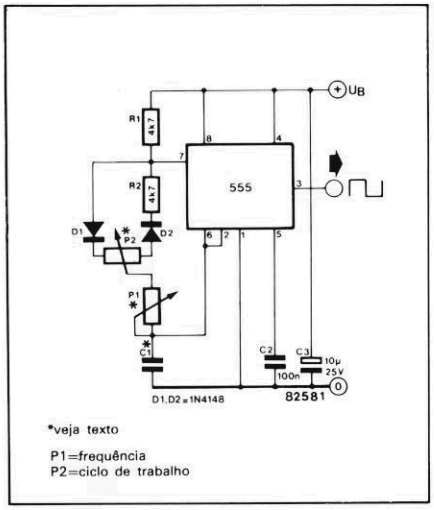


Gerador de pulsos com 555

com ciclo de trabalho variável

P.C.M. Verhoosel

Este circuito deverá parecer familiar a muitos leitores, já que é uma das muitas variações de uso do famoso temporizador 555. Isto, porém, não diminui sua utilidade: um versátil gerador de pulsos com ciclo de trabalho variável é de grande apoio na bancada.



Ao contrário da versão tradicional, a resistência entre os pinos 6 e 7 consiste de P1, P2, R2, D1 e D2. O tempo de carga bem definido para C1 é obtido através dos diodos D1 e D2 – o que resultaria normalmente em um ciclo de trabalho de 50%, não fosse a presença de P2. Nesse caso, o ciclo vai depender da relação existente entre P1 e P2: n = 1 + P2/P1. Assim, por exemplo, se P2 = 0 (n = 100%), a frequência será de

$$f = \frac{0.69}{(2 \cdot P1 + P2 + 4.7\,k\Omega) \cdot C1}$$

Interface para chaves

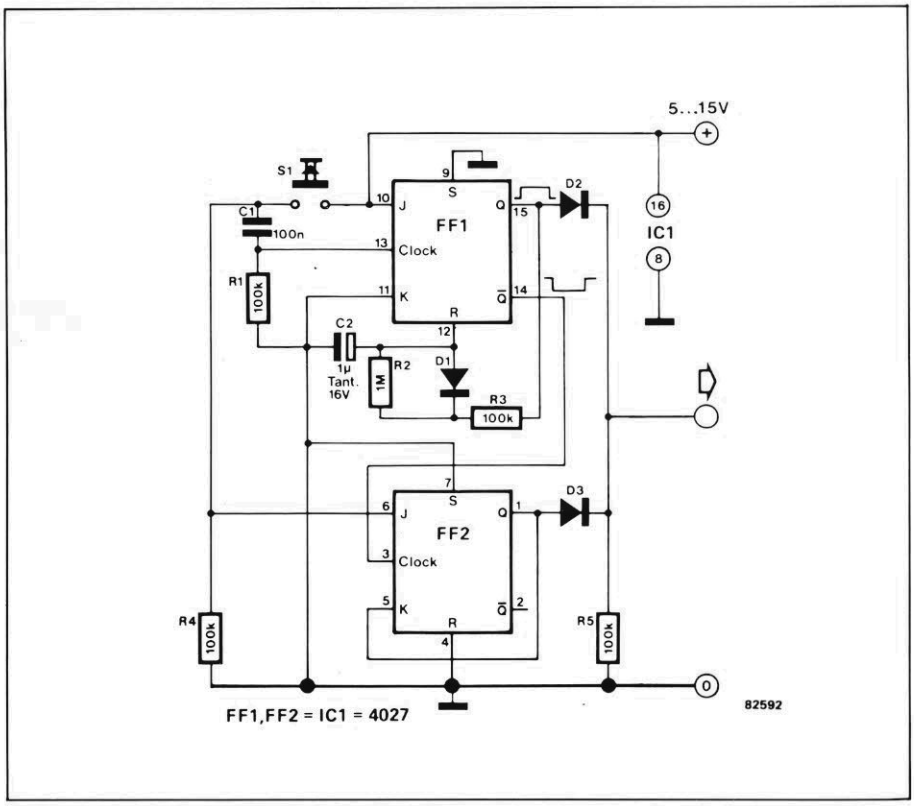
Funções de trava e anti-rebote combinadas

J. Ritchie

Chaves de contato momentâneo mais eficientes e seguras é o que proporciona este circuito – permitindo utilizá-las tanto como "monoestáveis", com pulsos limpos e confiáveis, seja como travas liga-desliga. Esses recursos eliminam principalmente os problemas associados com qualquer interruptor, provocados pelo "ruído" eletrônico.

Para começar, a malha R1/C1 retira ruídos provocados pela própria chave e fornece uma transição positiva para disparar o monoestável FF1, que por sua vez gera pulsos em antifase em suas saídas Q e $\overline{Q}$. A largura do pulso é determinada por R1, R3 e C2.

O pulso positivo (vindo de Q) é entregue a uma porta OU composta por D2, D3 e R5, enquanto o primeiro flanco do pulso negativo vai disparar o *flip-flop* FF2. O estado normal ou estável de FF1 se dá com Q em 0 e $\overline{Q}$ em 1; nessas condições, se a chave for fechada por um instante e então liberada, as entradas J e K estarão em 0 quando o flanco de disparo chegar – caso em que FF1 vai ignorá-lo e permanecer em *reset*.



Mas se a chave for mantida fechada até que o monoestável complete seu ciclo e FF2 seja ativado, a entrada J irá para 1 e a K, para 0, fazendo o *flip-flop* mudar de estado. Agora Q e a saída (através da porta OU) estarão "altos", assim como K. Se o *flip-flop* for disparado com K em 1 e J em 0, vai reverter ao estado de *reset;* manter a chave fechada não irá afetar a ação do circuito, uma vez que, com J e K em 1, FF2 vai mudar de estado somente na chegada de um novo flanco de *clock*.

Baterias de lítio

Ernst Krempelsauer

Conhecidas por sua carga de longa duração, as pilhas e baterias à base de lítio estão ganhando terreno na eletrônica, em aplicações das mais variadas. Neste apanhado geral veremos suas principais características, os vários tipos e modelos fabricados e as utilizações mais importantes.

Ao longo dos últimos dez anos, as pilhas e baterias de lítio foram utilizadas principalmente em relógios digitais, calculadoras portáteis e marcapassos, mas agora parecem estar ampliando seu leque de aplicações. De fato, já podem ser encontrados modelos para montagem direta em circuitos impressos e também embutidos no encapsulamento de alguns CIs.

Por terem um tamanho reduzido e elevada densidade de energia, as pilhas de lítio são ideais para equipamentos eletrônicos miniaturizados. Além disso, operam dentro de uma extensa faixa de temperaturas (normalmente, entre -20 e +50°C), exibem uma baixíssima taxa de auto-descarga e mantêm sua f.e.m. estável ao longo de toda sua vida útil, com tolerâncias bastante "apertadas".

Infelizmente, porém, até o presente não é possível substituir diretamente as pilhas convencionais pelas de lítio – pois além de seu alto preço, ainda não suportam bem os curto-circuitos e são suscetíveis a danos mecânicos. Sob certas circunstâncias, apresentam inclusive a tendência de inflamar-se ou até explodir. Essa não é a regra geral, no entanto, pois várias versões são utilizadas com toda a segurança em muitos circuitos eletrônicos de pequeno porte.

Os tipos existentes

O lítio, um metal semelhante à prata na aparência, que oxida rapidamente em contato com o ar e reage com a água, hidrogênio, nitrogênio e halogênios, é o mais leve dos metais alcalinos, com uma densidade de apenas 0,531. É muito utilizado como o material de anodo em células voltaicas, onde produz a maior força eletromotriz de todos os materiais já testados (cerca de 3,02 V).

Devido à sua reação com a água, produzindo o explosivo hidrogênio, o lítio gera alguns problemas sérios, pelo fato de ser difícil produzir um eletrólito completamente isento de água. Costuma-se utilizar então, em certos casos, o acetonitrilo (CH_3CN) – um líquido tóxico preparado com etino e amônia.

A escolha do material de catodo também influi decisivamente no desempenho da pilha. Eis o porquê da grande variedade de pilhas de lítio e das diferenças existentes na f.e.m. e densidade de energia entre as várias versões. Entretanto, são dois os principais tipos de pilhas existentes: um deles emprega catodo líquido ou gasoso, tal como o dióxido de enxofre (SO_2) ou cloreto de tionila ($SOCl_2$); o outro utiliza um catodo sólido, normalmente de dióxido de manganês (MnO_2) e policarbonomonofluoreto (CF)n.

Como regra geral, os catodos sólidos são empregados em pilhas de pequena para média capacidade, que devem fornecer correntes de carga relativamente baixas, enquanto o outro tipo é encontrado em modelos de grande capacidade, capazes de liberar correntes mais elevadas.

Convém alertar que os manuais dos vários fabricantes de pilhas de lítio são ainda mais rigorosos quanto à utilização de modelos com catodo líquido ou gasoso. Um deles, por exemplo, alerta especificamente para o perigo de explosão e para a produção de gases tóxicos, provocados pela má utilização dessas pilhas.

Estrutura e características

Externamente, as pilhas de lítio lembram mais as de níquel-cádmio e não tanto as convencionais. Como as NiCd, utilizam eletrodos enrolados em espiral e prensados – sendo que os primeiros exibem uma maior superfície de operação e, portanto, proporcionam correntes mais elevadas que os do tipo prensado. Estes, por outro lado, conferem às pilhas uma maior razão capacidade-volume. Na figura 3 podemos ver o aspecto interno de uma típica pilha cilíndrica de catodo sólido.

As pilhas de lítio podem ser encontradas sob a forma "botão", cilíndrica ou em formatos especiais – tais como as pequenas pilhas encapsuladas em náilon e usadas como energia de reserva para memórias que podem ser

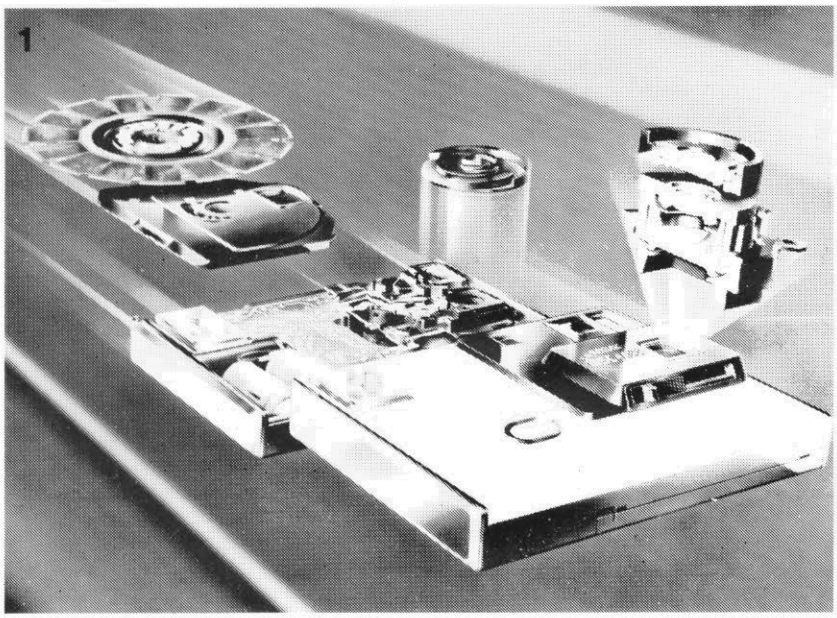


figura 1 – Aplicação típica das pilhas de lítio: duas unidades cilíndricas tipo BR-2/3A em uma câmera Kodak Disc. *Sua capacidade nominal é de 1,2 Ah, suficiente para cerca de 2 mil exposições ou aproximadamente 5 anos.*

222

montadas diretamente sobre circuitos impressos.

É importante saber que existem grandes diferenças entre as características da mesma pilha de lítio produzida por diferentes fontes e também dos vários tipos existentes. Assim, por exemplo, os manuais fornecem temperaturas de operação variando, no extremo inferior da faixa, entre -20 e -40°C; no extremo superior, elas podem variar de 50 a 175°C. Quanto aos valores de força eletromotriz, podem ser 1,5; 2,4; 3; e 3,5 V. Para tornar esses valores mais concretos, vamos sumarizar alguns tipos e suas características.

– **Lítio-dióxido de manganês ($LiMnO_2$)**: tipo universal para correntes reduzidas; catodo sólido, com f.e.m. de 3 V; suporta curto-circuitos durante breves períodos; faixa de temperaturas de operação de -20 a +50°C (típica) ou de -40 a +85°C (máxima); capacidade de 5 Ah; utilizada como energia de reserva para RAMs do tipo CMOS.

– **Lítio-monofluoreto de carbono (Li(CF)n)**: tipo universal para correntes pequenas a médias, até 150 mA; catodo sólido, com f.e.m. de 3 V; permite pulsos de até 1 A, mas não suporta curto-circuitos; faixa de temperaturas de operação variando entre -40 a +85°C; capacidade até 5 Ah; utilizada em *flashes* de câmeras fotográficas, transmissores de sinais de alerta, luzes de alerta e como reserva de energia para memórias.

– **Lítio-óxido de cobre (LiCuO)**: tipo universal para correntes de até 1 A; catodo sólido, com f.e.m. de 1,5 V; temperaturas de operação podem ser de -20 a +55°C (embora algumas marcas estendam até 135°C); capacidade até 20 Ah; usada em transmissores de sinais de alerta e equipamentos que devem operar sob temperaturas elevadas.

– **Lítio-oxifosfato de cobre ($LiCu_4O(PO_4)_2$)**: versão das LiCuO, com características semelhantes, mas faixa de temperaturas ampliada para -40 a +70°C, em aplicações especiais; capacidade de 5 Ah, com f.e.m. de 2,4 V e catodo sólido.

– **Lítio-cloreto de tionila ($LiSOCl_2$)**: tipo universal para correntes até 2 A; catodo líquido, com f.e.m. de 3,5 V; faixa de -40 a +75°C nas temperaturas de operação; capacidade de até 18 Ah; empregada em instrumentos de medição e equipamentos de telecomunicações, sob condições insalubres.

Aplicações e utilização

Como se vê, nem todas as versões das pilhas de lítio são dirigidas para aplicações gerais – o que tem mais a ver com os cuidados que exigem do que propriamente com seu custo. Embora os curto-circuitos não causem necessariamente explosões, é preciso levar em conta as tremendas elevações de temperatura decorrentes (bem acima dos 100°C). Nessas condições, a pilha irá sofrer um aumento da pressão interna, provocando a abertura da válvula de segurança e liberando vários gases tóxicos no ambiente. As baterias costumam ser protegidas contra curtos por um fusível ou uma resistência em série.

As pilhas de lítio que atuam como reserva de energia para memórias devem receber um diodo de proteção, a fim de evitar qualquer tendência a se carregarem e também a ocorrência de grandes correntes de descarga.

A soldagem direta dos terminais das pilhas é inadmissível. Muitos modelos, porém, prevêem extensões de soldagem; mesmo

2

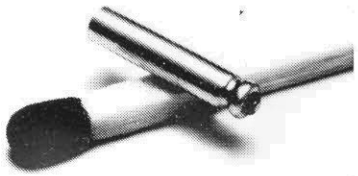


figura 2 – A menor pilha de lítio do mundo é produzida pela Panasonic. A BR211 tem apenas 2,2 mm de diâmetro, 11 mm de comprimento, 5,4 mAh de capacidade, 3 V de f.e.m. e 0,9 g de peso.

3

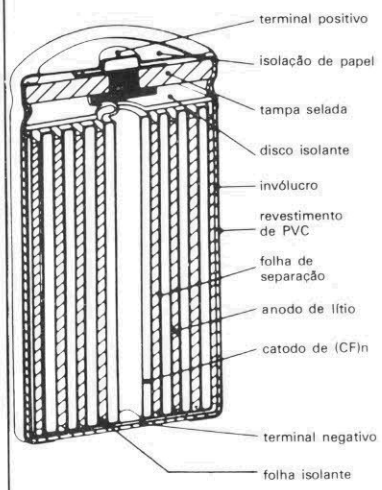


figura 3 – Vista em corte de uma pilha de lítio-monofluoreto de carbono.

4

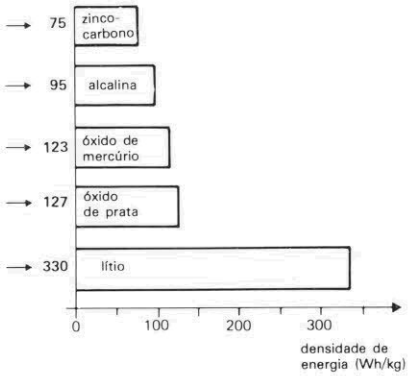


figura 4 – Gráfico comparativo da densidade de energia de vários tipos de pilhas.

5

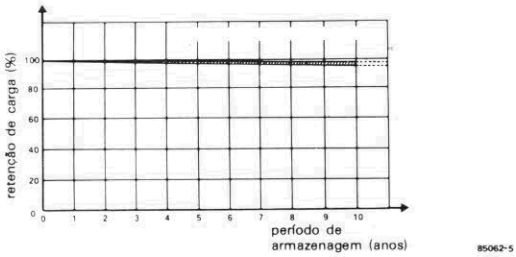


figura 5 – A curva capacidade x tempo de armazenagem mostra que as pilhas de lítio conservam mais de 90% de sua carga, mesmo após 10 anos de estocagem.

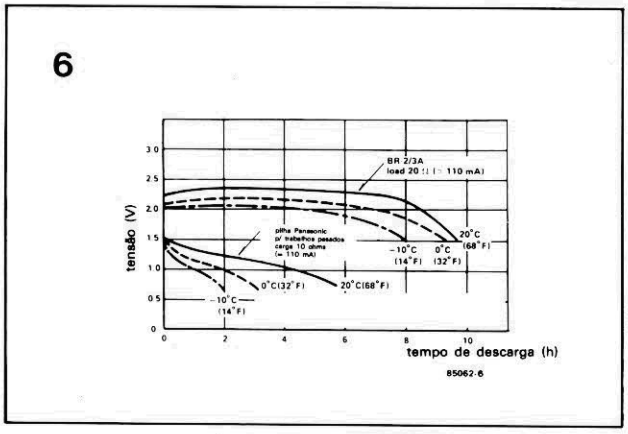


figura 6 – Curvas de tensão de saída x tempo de descarga para várias temperaturas.

estes, contudo, não devem ser submetidos ao calor do soldador por mais de 10 segundos.

A baixíssima taxa de autodescarga permite adotar correntes de carga e descarga também reduzidas (da ordem de alguns microampères), permitindo carregar essas pilhas e baterias a partir de células solares. Grande das mesmas é capaz de suportar o curto-circuito momentâneo que ocorre na soldagem por mergulho, mas depois levam horas para recuperar sua f.e.m.; além disso, se uma delas cair na solda líquida, poderá explodir – sendo essencial, portanto, fixá-las à placa cuidadosamente.

Estágio da tecnologia

Uma empresa britânica, a SAFT, produziu uma substituta para as mini-baterias convencionais de 9 V, a qual demonstra sobejamente as vantagens das baterias de lítio. Ela consiste de duas pilhas "botão" do tipo $LiSOCl_2$, fornecendo portanto uma f.e.m. de 7 V. Como esse valor permanece

Tabela 1

	$ZnMnO_2$	LiCuO	$LiCu_4O(PO_4)_2$	Li(CF)n	$LiSOCl_2$
F.E.M. nominal	1.5 V	1.5 V	2.4 V	3.0 V	3.5 V
corrente de carga recomendada	80 mA	40 mA	40 mA	150 mA	ca. 100 mA
corrente constante máxima	≥ 1 A	0.6 A[1]	ca. 0.3 A[2]	0.3 A[3]	0.6 A[4]
pulsos de corrente	≥ 1 A	≥ 1 A	≥ 1 A	≥ 1 A	≥ 1 A
capacidade nominal	5.5 Ah	10 Ah	5 Ah	5 Ah	5 Ah
temperatura de operação	20 °C + 70 °C	– 40 °C + 60 °C	0 °C + 175 °C	– 40 °C + 80 °C	– 40 °C + 60 °C
energia disponível	8 Wh	15 Wh	12 Wh	15 Wh	18 Wh
peso	65 g	56 g	55 g	47 g	56 g

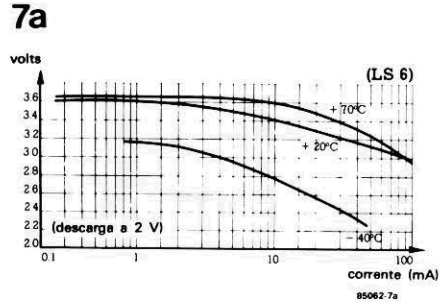
1) a 20°C p/ 75% da carga nominal
2) a 150°C p/ 75% da carga nominal
3) valor limitador
4) a 20°C p/ 50% da carga nominal

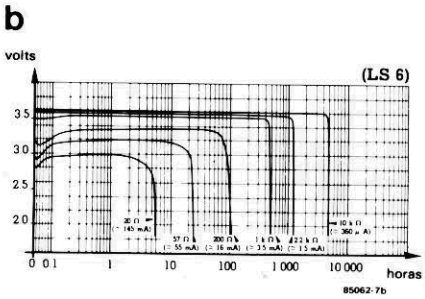
tabela 1 – Características de algumas pilhas de lítio tamanho C, comparadas com as alcalinas convencionais ($ZnMnO_2$)

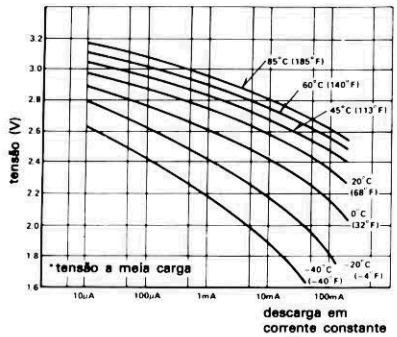
figura 7a – Curvas tensão x corrente de descarga, em várias temperaturas, de uma pilha de lítio-cloreto de tionila.

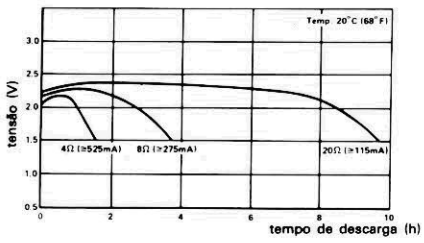
figura 7b – Curvas tensão x período de descarga da mesma pilha de lítio-cloreto de tionila.

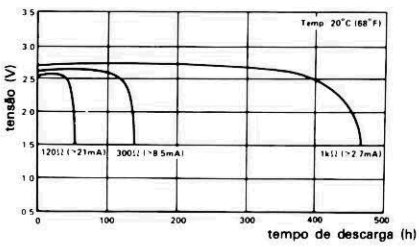
figura 8 – Curvas características de uma pilha de lítio-monofluoreto de carbono: (a) tensão x corrente constante de descarga; (b) tensão x tempo de descarga; (c) tensão x tempo de descarga para cargas diferentes.











estável durante toda sua vida útil, a bateria pode substituir perfeitamente as PP3 tradicionais.

Ao contrário de grande parte de dispositivos do mesmo tipo, ela é capaz de aguentar bem os curto-circuitos, com uma elevação apenas moderada de temperatura. Do ponto de vista técnico, essa bateria poderia ser recomendada para qualquer aplicação que exija fontes de 9 V; infelizmente, porém, seu preço final ainda é proibitivo.

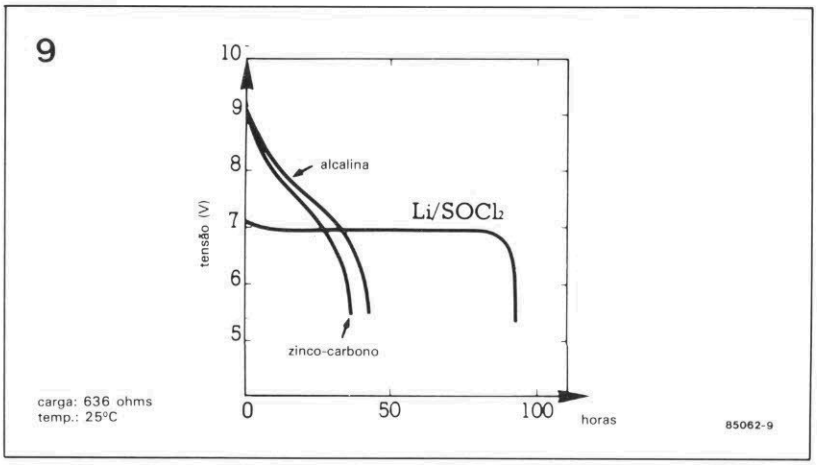


figura 9 – Comparação entre as curvas tensão x tempo de descarga de pilhas alcalina, zinco-carbono e lítio-cloreto de tionila.

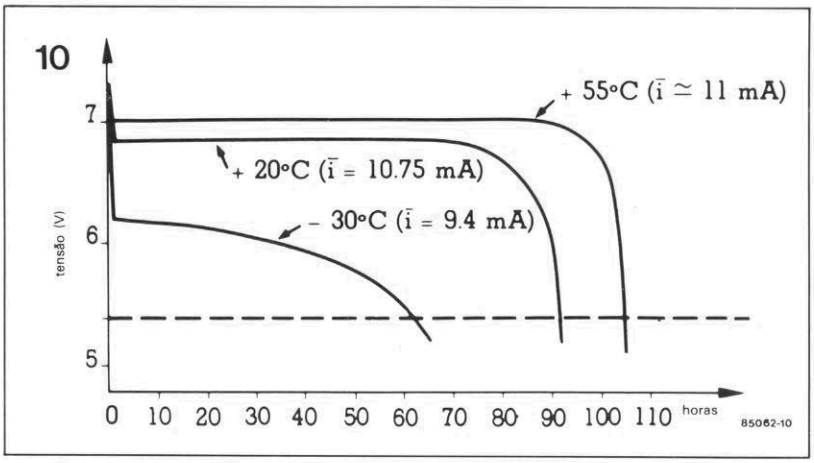
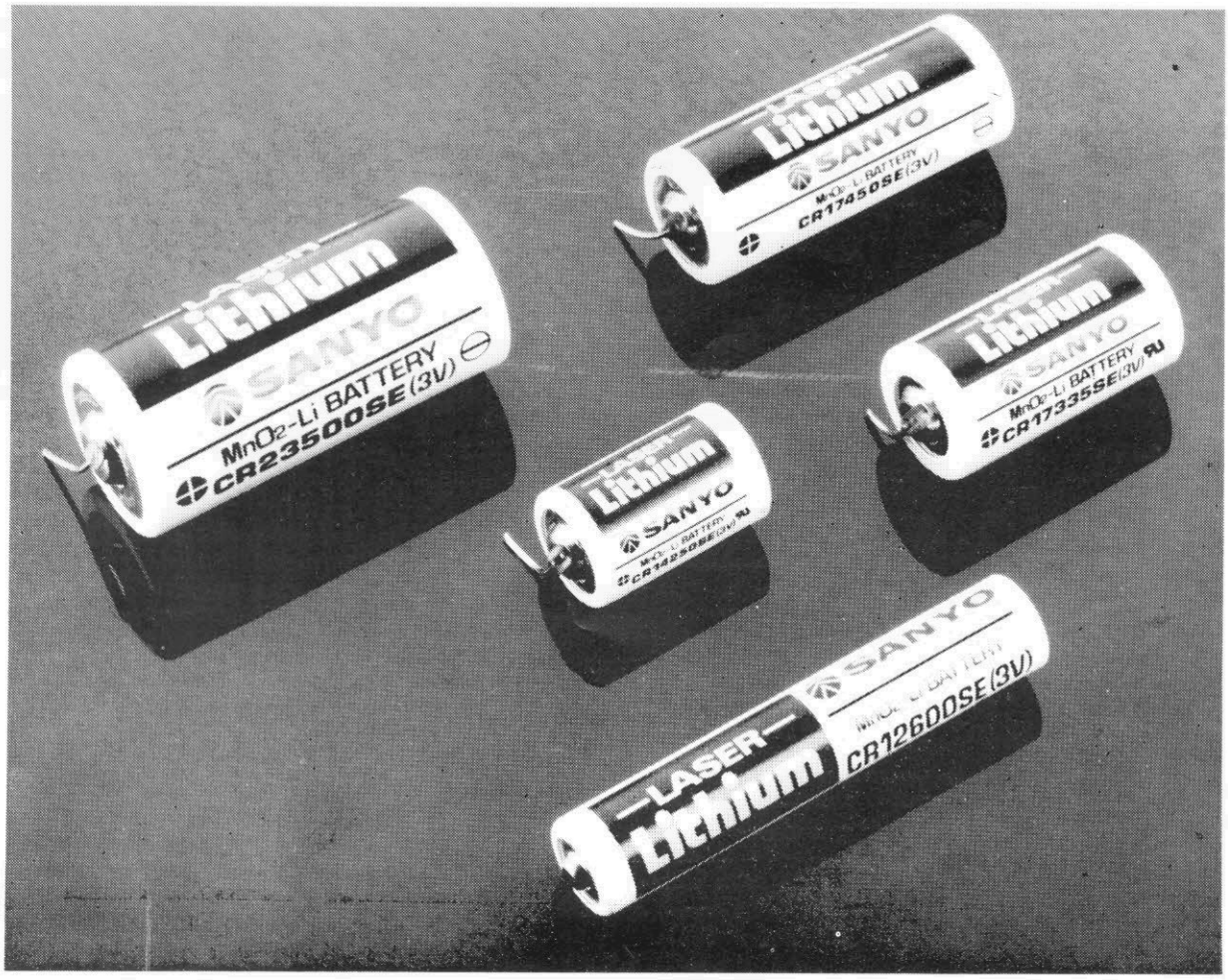


figura 10 – Curvas de tensão x tempo de descarga de uma pilha de lítio-cloreto de tionila, em diferentes temperaturas de operação.

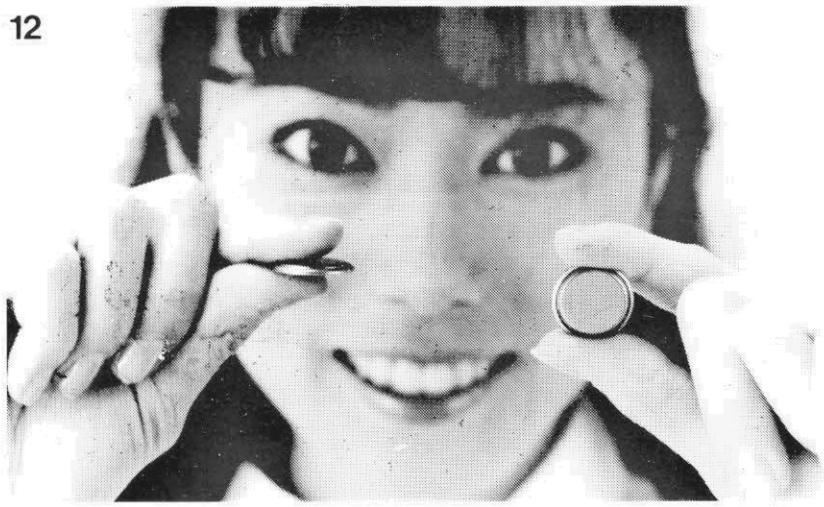


11

figura 11 – Vários tipos de baterias de lítio.

figura 12 – Dimensões da pilha Panasonic recarregável, feita de lítio-carbono.

12



13

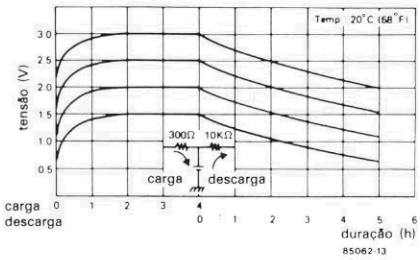


figura 13 – Curvas de carga-descarga da pilha recarregável de lítio-carbono da Panasonic.

14

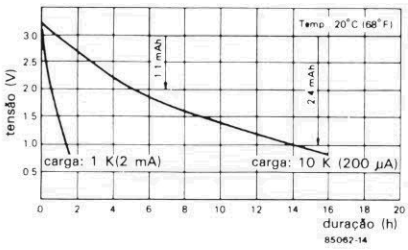


figura 14 – Curvas de descarga da mesma pilha de lítio-carbono.

Eis um resumo de suas características:

– capacidade nominal	1,1 Ah
– tensão de saída	7 V
– corrente de carga recomendada (para 50% da capacidade nominal, a 20°C)	50 mA
– peso	30 g
– temperaturas de operação	-40 a +70°C

Pilhas recarregáveis

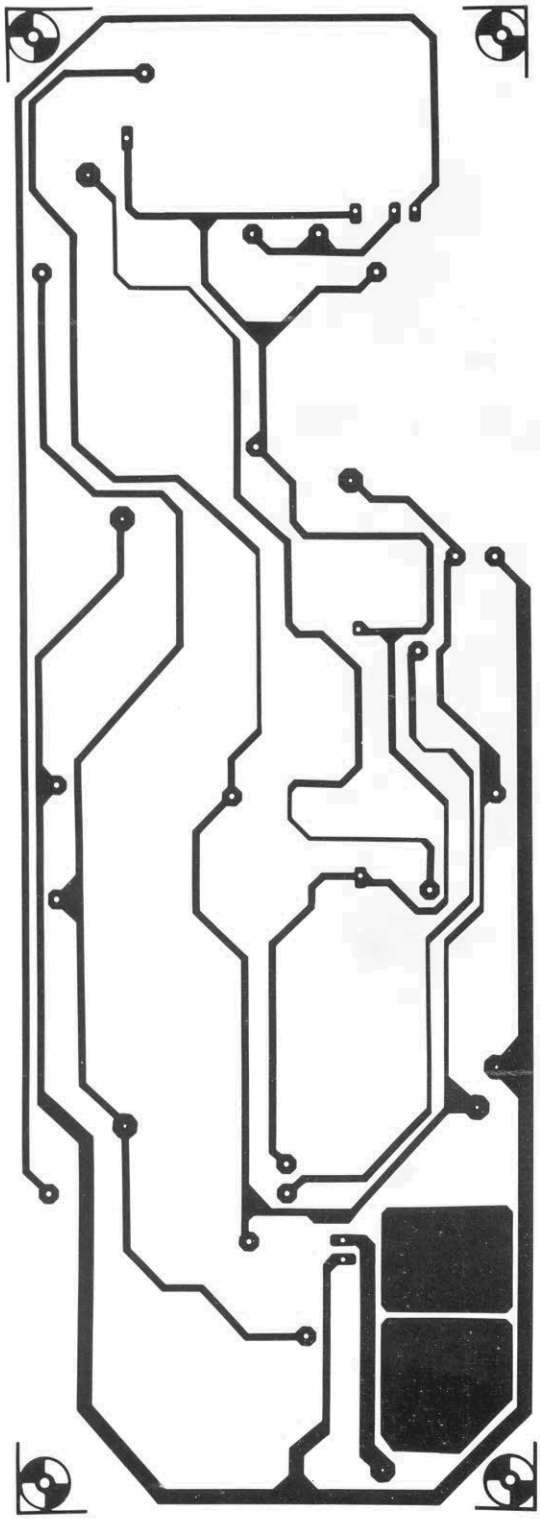
Apesar de todas as pesquisas realizadas, das várias patentes requeridas e dos inúmeros protótipos anunciados, só existe uma única pilha de lítio recarregável em produção, até o momento. Trata-se de um modelo de lítio-carbono da Panasonic, lançado no início de 84 e que já se encontra à venda também na Europa.

Suas características mais importantes podem ser vistas na tabela à frente e em suas curvas de carga-descarga, que mostram as incríveis propriedades dessas pilhas – permitindo, inclusive, escolher a tensão de saída entre 1,5 e 3 V, dependendo da tensão de carga. Quanto à vida útil, seus fabricantes alegam ser possível ultrapassar 2 mil ciclos de carga-descarga, sem qualquer sinal de deterioração em sua capacidade.

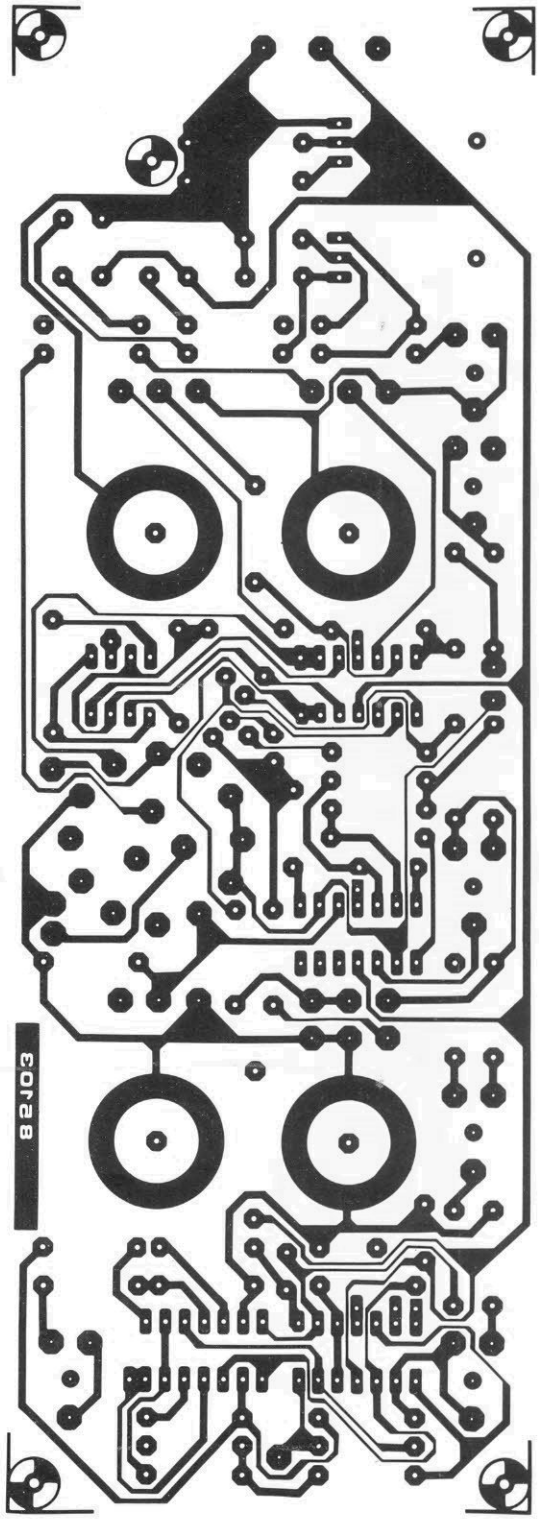
Características

capacidade nominal	1 mAh (a 2...3 V)
tensão nominal	3 V
corrente de carga recomendada	1 µA a 5 mA
tensão de carga	1,5 a 3 V (constante, com limitação da corrente)
Vida útil	no mínimo, 2 mil ciclos de carga-descarga
diâmetro	10 mm
espessura	2 mm
peso	1,9 g

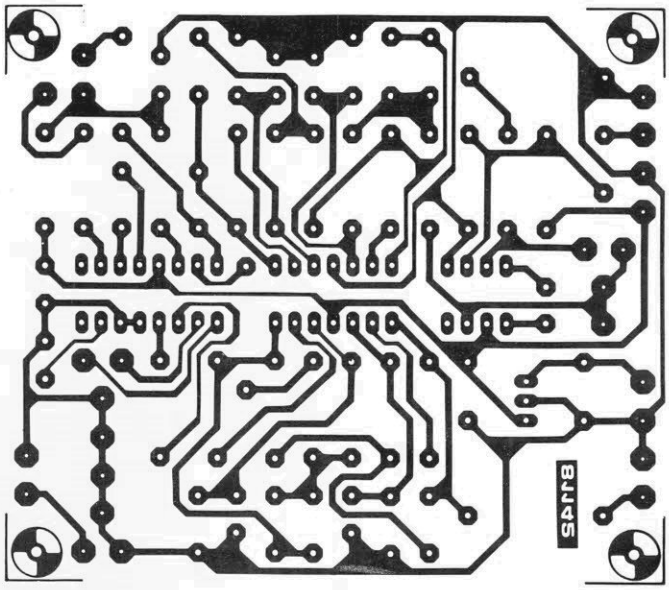
gerador de varredura



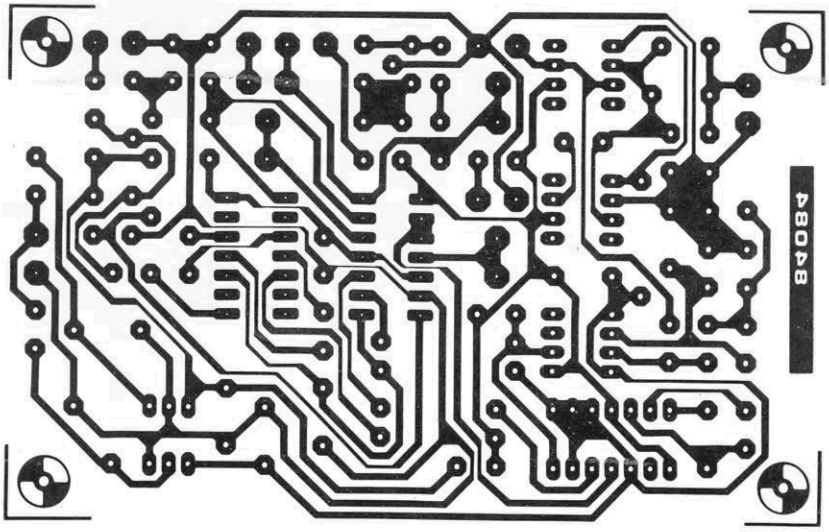
gerador de varredura



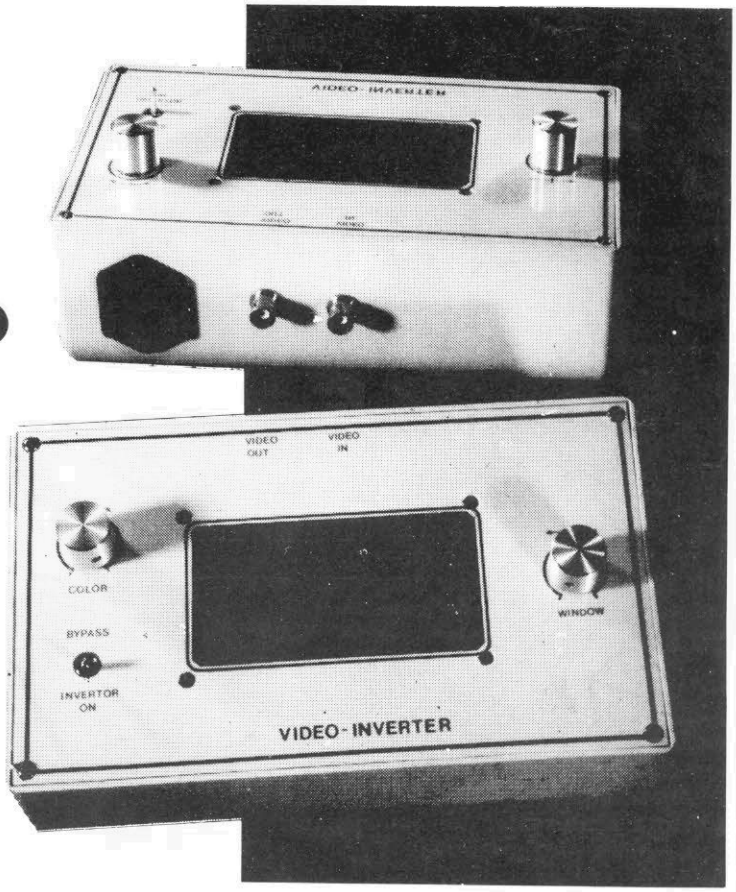
scrambler



inversor de cores para vídeo



Inversor de cores para vídeo



inversor de cores para vídeo

A inversão da fase dos sinais de vídeo provoca efeitos bastante interessantes na tela de TVs ou monitores.
Mas os equipamentos comerciais que criam esse efeito nem sempre têm um preço acessível; assim, este inversor de baixo custo deverá interessar a muitos videomaníacos praticantes.
Ele simplesmente inverte o sinal composto de vídeo (ou seja, luminância e crominância) ou apenas o sinal preto e branco (só a luminância)

Este inversor interessa, a princípio, a três grupos distintos de pessoas: possuidores de aparelhos de videocassete que desejam modificar as imagens reproduzidas em seus televisores; operadores de videocâmeras que sempre quiseram acrescentar efeitos ao seu trabalho; e fotógrafos amadores que desejam visualizar seus negativos como positivos, antes da ampliação em papel.

Dependendo da posição de chaves específicas, o circuito pode proporcionar imagens normais ou invertidas na croma e luminância (ou seja, o inversor pode ficar permanentemente ligado ao sistema), além da inversão total da luminância e ajustável da crominância. A gama de ajuste, nesse caso, estará entre a inversão total e a quase normal; o posicionamento do controle correspondente (P2) vai depender do efeito requerido e do gosto do usuário.

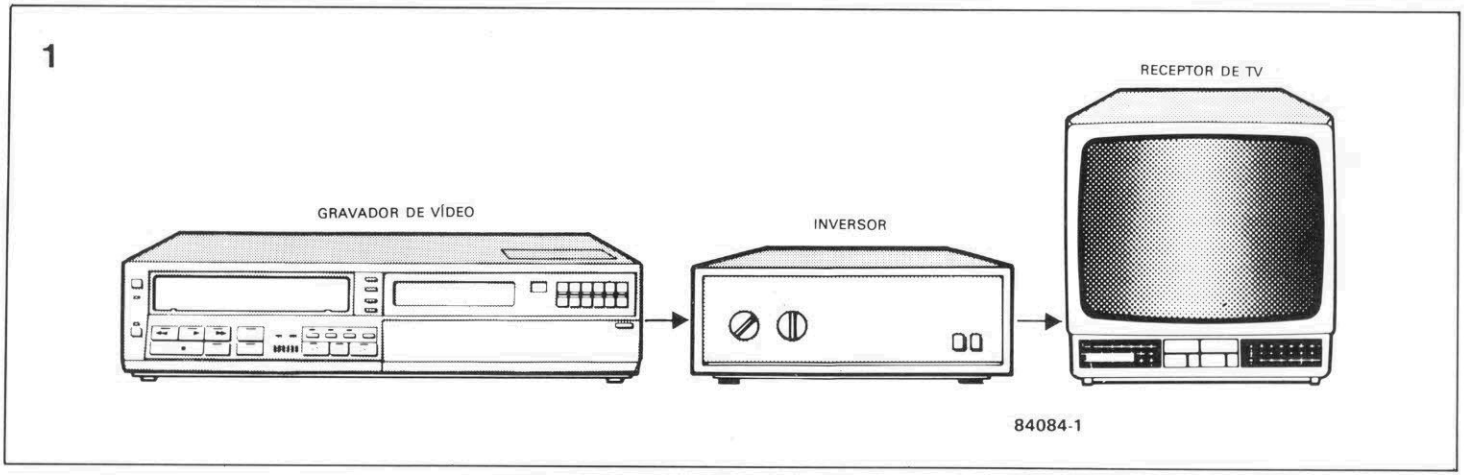
Aplicações

Em outras palavras, o inversor atua basicamente sobre o sinal composto de vídeo – o que significa que ele só pode ser usado com equipamentos onde esse sinal já está disponível ou pode ser facilmente obtido, através de conectores BNC ou A/V, por exemplo. Mas isto não é problema para câmeras, gravadores e TVs atuais, que prevêem esse tipo de ligação; mesmo em aparelhos mais antigos pode-se providenciar essa conexão, por conta própria ou mediante o auxílio de oficinas autorizadas.

A utilização do inversor de vídeo como modificador de imagens está representada na figura 1, enquanto a figura 2a mostra a implementação adequada para câmeras de vídeo. Nos dois casos ele pode

com muitos outros aspectos interessantes

figura 1 – Ligado entre um gravador de vídeo e uma TV, o inversor pode gerar efeitos "mágicos" na tela.



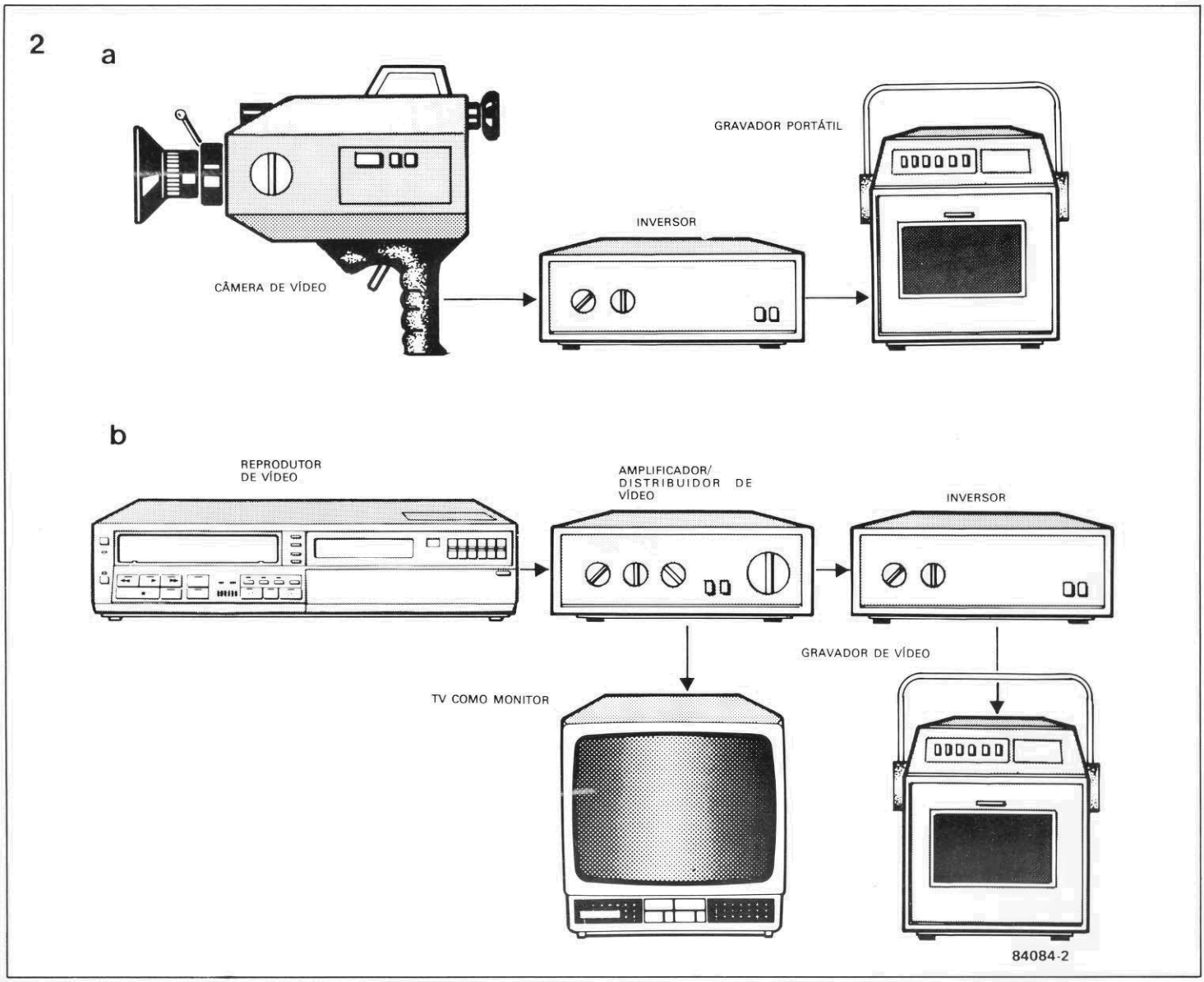


figura 2a – Acoplado entre uma câmera de vídeo e o gravador, o circuito sugerido é capaz de alterar a informação enquanto é gravada.

figura 2b – Esta é, talvez, a implementação mais interessante para os operadores de câmeras de vídeo: ela permite modificar filmes domésticos durante a edição eletrônica.

ser incluído e excluído à vontade do sistema, para que os efeitos sejam introduzidos apenas quando desejados. No segundo caso, especificamente, será melhor utilizar um gravador com recurso de edição eletrônica; desse modo, ele pode ser desligado nos momentos em que ocorre a comutação da imagem normal para a invertida (ou vice-versa), evitando dores de cabeça com sincronização.

Se você tiver a sorte de possuir dois gravadores de vídeo (um doméstico e outro portátil, por exemplo), poderá adotar também a sugestão dada na figura 2b. A vantagem, aqui, reside no fato de que a gravação pode ser feita normalmente e as modificações, introduzidas somente na hora da edição. O amplificador de vídeo (como, por exemplo, o que foi publicado no nº 2 de Elektor) serve não só para compensar as perdas no trajeto de gravação e reprodução, mas oferece ainda a possibilidade de utilizar um televisor com soquete A/V como monitor.

A configuração ideal para fotógrafos amadores pode ser vista na figura 3 – que é auto-explicativa, mas tem duas importantes limitações: em primeiro lugar, é adequada apenas para negativos P & B, já que seria muito difícil compensar a máscara laranja nos mesmos; em segundo, a câmera deve ter uma qualidade razoável e estar equipada com uma boa lente macro, para assegurar resultados decentes.

O sinal de vídeo

Não é nossa intenção dar aulas sobre tecnologia de vídeo nesta matéria, mas simplesmente examinar os aspectos que dizem respeito ao circuito que estamos analisando. Representamos, assim, uma única linha de varredura na figura 4, onde se vê o sinal composto de vídeo. Se quisermos inverter esse sinal sem afetar as demais funções do televisor, será preciso provocar a inversão da varredura, como na figura 5.

Tanto o sinal de luminância como o de crominância (ou "croma") foram invertidos, já que ambos ficam "entrelaçados" no sinal. Se a fase da salva de cor também for invertida em 180º, a informação de cor voltará ao normal, ao passo que a luminância permanecerá invertida. Veremos como é possível obter esse efeito no próximo item.

Descrição do circuito

A chave S1, no circuito da figura 6, tem a função de incluir ou excluir o inversor do sistema de vídeo. Estando S1 na posição representada na figura, o sinal de entrada é aplicado primeiramente à rede formada por C1, C2, R1 e R2

232

e depois a um estágio grampeador, composto pelo operacional IC2 e pelo diodo D3. A rede de entrada mostrou-se necessária para que o sinal fosse transferido sem distorções da câmera ou gravador e apresentado na impedância correta.

Entretanto, esse tratamento inicial tira do sinal o *offset* CC, necessário à operação do inversor. O circuito grampeador encarrega-se então de reintroduzir esse deslocamento, ao "puxar" para 0 V o componente mais negativo da linha de varredura.

Devido à sua elevada impedância de saída, esse estágio é seguido pelo "casador" IC1, ligado como seguidor de emissor. A saída de IC1 está disponível em seus pinos 2 e 6, sendo dividida em duas partes.

Uma delas é aplicada ao comparador IC3, que regenera o pulso sincronizador de linha (disponível em seu pino 7). O primeiro flanco desse pulso vai disparar o monoestável IC4, que por sua vez controla a operação total do circuito, por meio das chaves ES1 . . .ES3. A chave ES4 é controlada diretamente pela saída do comparador, do qual nós voltaremos a falar mais adiante.

A outra metade da saída de IC1 vai a P1, que é o controle de saturação de cor. A saída Q de IC4 permanece no nível lógico 1, que mantém ES2 fechada, até o final do trem de pulsos correspondente à salva de cor. Com a chave de inversão de cores (S2) na posição 1, o sinal vindo de P1 é então aplicado à entrada não inversora de IC6 (pino 1), através de ES2; a fase desse sinal, portanto, ainda não está invertida.

Assim que o monoestável muda de estado, a saída Q vai para 0 e a saída Q assume o nível lógico 1 – o que vai ativar as chaves ES1 e ES3 e desativar ES2. O sinal proveniente de P1 agora é enviado à entrada inversora de IC6 (pino 14), via ES1, fazendo com que a fase do sinal composto de vídeo apareça deslocada em 180° (ou seja, invertida) no pino 7 de IC6. Ao mesmo tempo, ES3 aplica uma tensão de referência à entrada não inversora de IC6, a partir do divisor P3/R9, garantindo a presença de um nível correto e positivo do sinal na saída.

Passando S2 para a segunda posição, com P2 totalmente aberto (com seu cursor voltado para "M"), a salva de cor é defasada de 180° pela ação de T1. Nesse caso, a informação de cor presente no pino 7 de IC6 resulta defasada em um total de 360°, ficando novamente em fase com o sinal de entrada.

Ficou evidente, portanto, que em P2 estão presentes os sinais invertido e normal da salva de cor, possibilitando um ajuste contínuo sobre o grau de inversão da informação de cor. Em outras palavras, a cor pode ser variada continuamente de sua condição normal até a total complementaridade; deixando P2 A meio curso, além disso, a informação de cor não chegará à saída do circuito.

O sinal de sincronismo de linha, como é óbvio, deve ser entregue à TV ou ao gravador sem qualquer inversão – o que é garantido por T2 e ES4 (chave controlada diretamente pelo comparador iC3).

O transistor T3 e os resistores R16-R17 providenciam a correta impedância de saída de 75 ohms. Quanto à fonte de alimentação, é do tipo convencional, regulado, fornecendo ±5V; como a linha negativa não sofre a mesma drenagem da positiva, o valor de C13

3

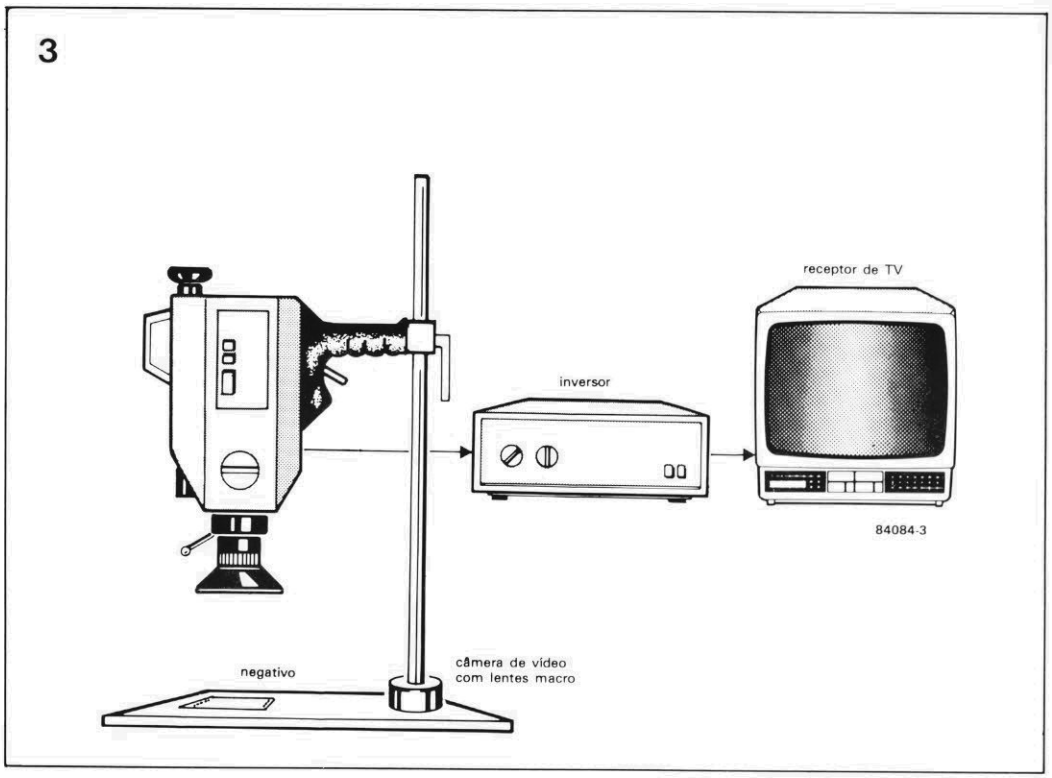


figura 3 – Outra aplicação do inversor permite visualizar negativos P&B como positivos na tela.

4

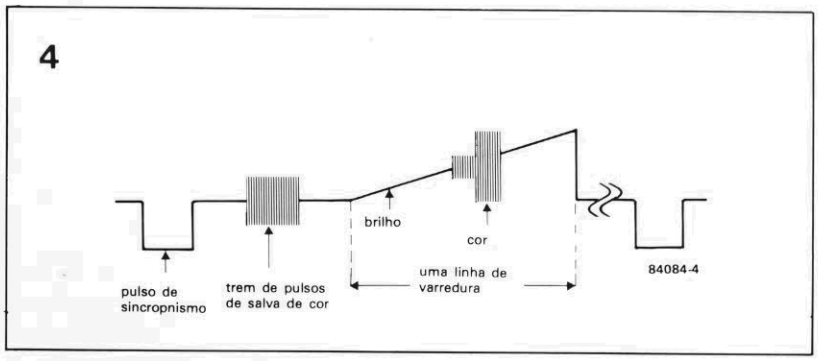


figura 4 – Ilustração da composição básica de uma linha de varredura, mostrando como a luminância e a crominância ficam bastante entrelaçadas.

5

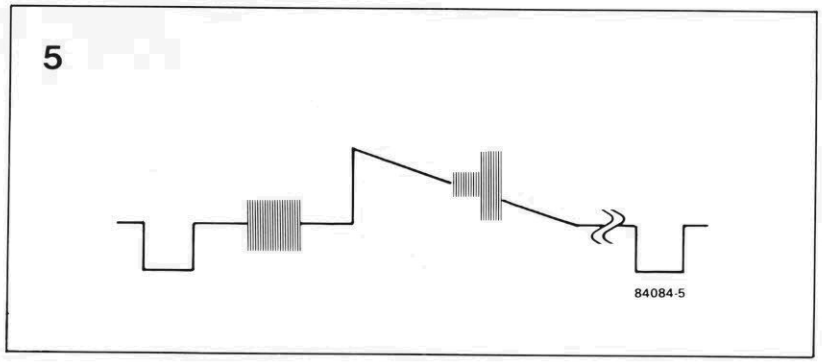


figura 5 – Mesma ilustração da fig. 4, mas com a linha invertida. Note que a representação dessas duas figuras é puramente esquemática; seu aspecto real poderá ser radicalmente diferente.

6

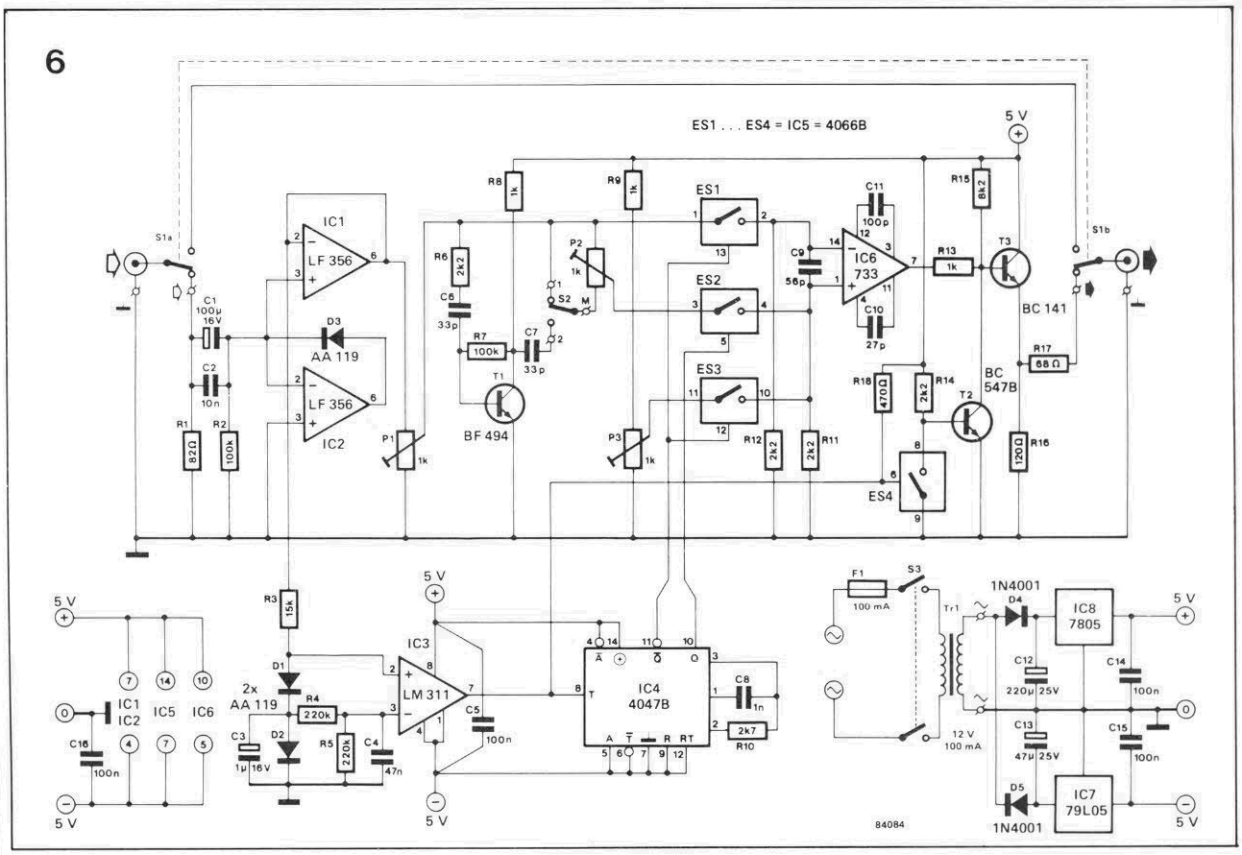


figura 6 – Esquema completo do inversor para vídeo; as possíveis expansões foram relacionadas no texto do artigo.

Lista de componentes

Resistores
R1 - 82
R2, R7 - 100 k
R3 - 15 k
R4, R5 - 220 k
R6, R11, R12, R14 - 2,2 k
R8, R9, R13 - 1 k
R10 - 2,7 k
R15 - 8,2 k
*R16 - 120**
*R17 - 68**
R18 - 470
*P1, P2, P3 - 1 k (trimpots ou potenciômetros)**
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 - 100 µF/16 V
C2 - 10 nF
C3 - 1 µF/16 V
C4 - 47 nF
C5, C14, C15, C16 - 100 nF
C6, C7 - 33 pF
C8 - 1 nF
C9 - 56 pF
C10 - 27 pF
C11 - 100 pF
C12 - 220 µF/25 V
C13 - 47 µF/25 V

Semicondutores
D1, D2, D3 - AA119
D4, D5 - 1N4001
T1 - BF494
T2 - BC547B
T3 - BC141
IC1, IC2 - LF356
IC3 - LM311
IC4 - 4047B
IC5 - 4066B
IC6 - µA733
IC7 - 79L05
IC8 - 7805

pode ser razoavelmente inferior ao de C12.

Montagem e calibração

A confecção do circuito ficará bastante simplificada se for empregada a placa sugerida na figura 7, que inclusive torna o conjunto bastante compacto. Certos usuários, tais como fotógrafos e preparadores de efeitos especiais, deverão usar trimpots nas posições P1 . . .P3, para melhor evitar a interferência de curiosos e acidentes nos ajustes. Outros, porém, talvez achem interessante substituí-los por potenciômetros, aos quais se pode ter acesso a qualquer momento, no painel do aparelho; as conexões entre eles e a placa deve ser feita através de cabos blindados, com a blindagem devidamente aterrada. Uma escala graduada em cada potenciômetro poderá ajudar bastante nos ajustes.

O tipo de conectores de entrada e saída vai depender exclusivamente do tipo de equipamento ao qual vai ser ligado o inversor. Aqueles do tipo BNC são muito convenientes e fáceis de instalar, mas perdem seu atrativo se obrigarem à utilização de cabos adaptadores. No caso de soquetes A/V, interligue todos os pinos, exceto o nº 2 (que corresponde ao sinal composto de vídeo), e acople o pino 3 ao ponto de terra mais próximo, no circuito.

O processo de calibração é relativamente simples e requer apenas uma fonte de sinais de vídeo e uma imagem de teste (que pode ser, por exemplo, um padrão de ajuste gravado de alguma estação de TV). Comute S1 de modo a inserir o inversor no sistema e S2 para a posição 1. Os controles P1

7

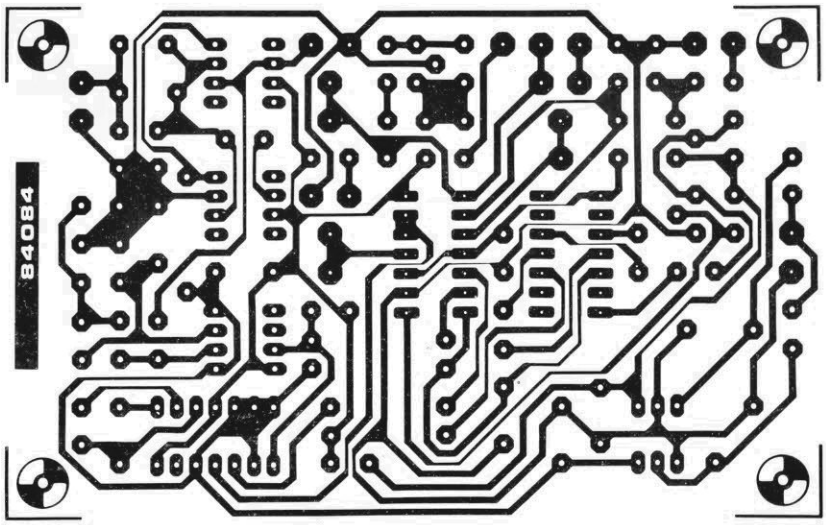


figura 7 – Traçado e disposição dos componentes da placa projetada para o inversor, que torna a montagem bem mais simples.

e P3 devem então ser ajustados até proporcionar boas cores e um bom contraste, respectivamente. Por fim, leve S2 à posição 2 e verifique se as cores, sob o controle de P2, podem ser variadas do normal à condição complementar.

Outras facetas interessantes

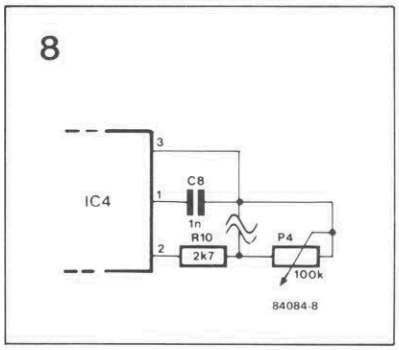
Em outro experimento que o inversor tornou possível, metade da tela teve sua imagem invertida, enquanto a outra metade permaneceu normal. Isto requer uma ampliação do tempo em que IC4 é disparado, o que é obtido ligando-se um ajuste adicional em série com R10; dessa forma, a comutação que inverte as cores passa a ocorrer em algum ponto dentro da varredura da linha. Caso o período de disparo seja ampliado ainda mais, a inversão só vai ocorrer na linha seguinte, originando um efeito bastante interessante, alternando linhas normais com as de fase invertida. Se o período de disparo for ainda maior (mediante um trimpot de 100 k em série com R10), o efeito será visível somente em uma parte da tela; esse ajuste adicional deve ser ligado segundo as instruções da figura 8.

Pelo fato de ser relativamente barato, principalmente se comparado aos modelos comerciais, o inversor pode perfeitamente ser ligado em cascata, em grupos de dois ou mais circuitos. Os projetistas acreditam ser possível ligar quatro ou cinco deles dessa forma, embora eles próprios não possam prová-lo, já que não construíram todos esses protótipos. Mas esse tipo de implementação oferece tantas possiblidades, que é impossível prever quantas sejam; daremos, aqui, apenas dois exemplos.

Quando dois inversores são ligados em série, dos quais apenas um invertendo as cores, a imagem resultante é normal em sua informação P&B, mas a cor resulta invertida. O segundo exemplo está ilustrado na figura 9. Nesse caso, a atuação do primeiro inversor foi determinada de forma que o primeiro terço da tela seja normal; a segunda parte, no centro, tem a luminância invertida; o segundo inversor, então, inverte a informação P&B já invertida e as cores. A imagem resultante será, portanto: normal – P&B invertido – cor invertida. Tudo isto pressupondo, é claro, que ambos os inversores tenham sido dotados do ajuste P4.

Para ajustes realmente precisos, pode-se utilizar trimpots ou potenciômetros multivoltas (também conhecidos como "helipots"); tudo vai depender, porém, do custo final do circuito. Na experiência adquirida com os protótipos, os projetistas afirmam ser perfeitamente possível ajustá-lo com os controles comuns. Para encerrar, uma última dica: se você quiser monitorar a imagem que está sendo gravada, reduza R16 para 82 ohms e lique um resistor de 68 ohms (R17') em paralelo com R17, conforme está ilustrado na figura 10; em seguida, é só acrescentar o soquete apropriado de saída. ◀

S1 – inclusão/exclusão do inversor
S2 – cor normal ou invertida
S3 – liga/desliga
P1 – saturação de cor
P2 – ajuste da inversão de cor
P3 – contraste
P4 – controle do período de disparo (Veja texto)



inversor de cores para vídeo

figura 8 – Um trimpot pode ser acrescentado em série com R10, a fim de ampliar o período de disparo de IC4. As possibilidades criadas por essa alteração estão explicadas no texto.

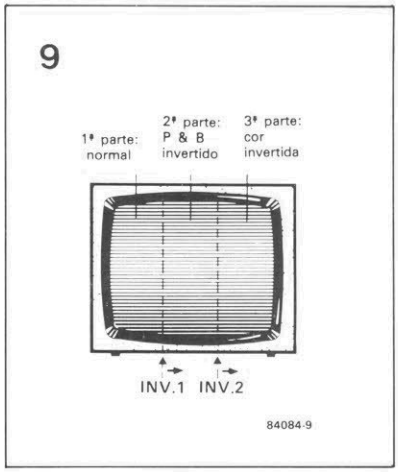


figura 9 – Com dois inversores ligados em cascata e ambos dotados do ajuste sugerido pela fig. 8, pode-se gerar mais este efeito.

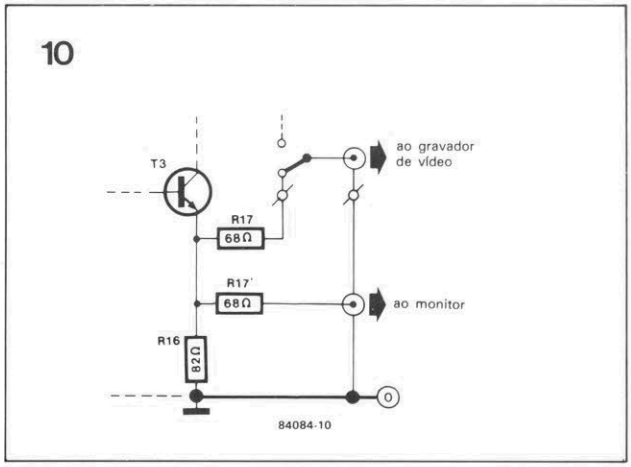
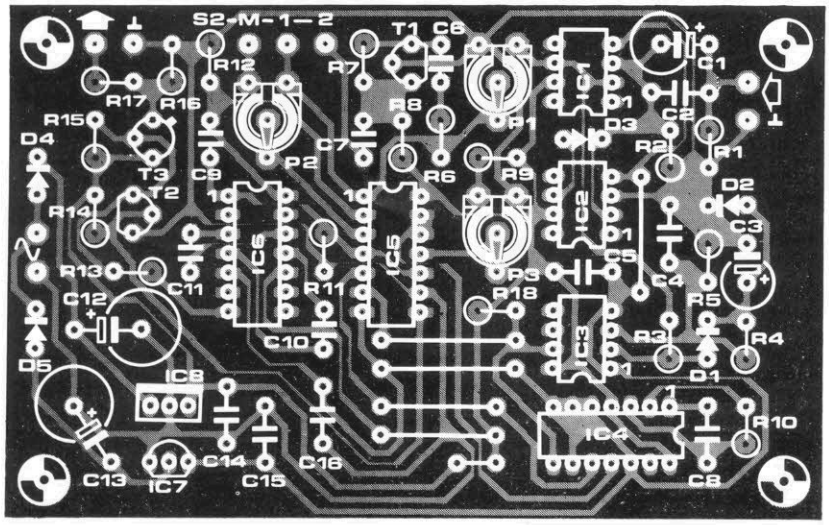


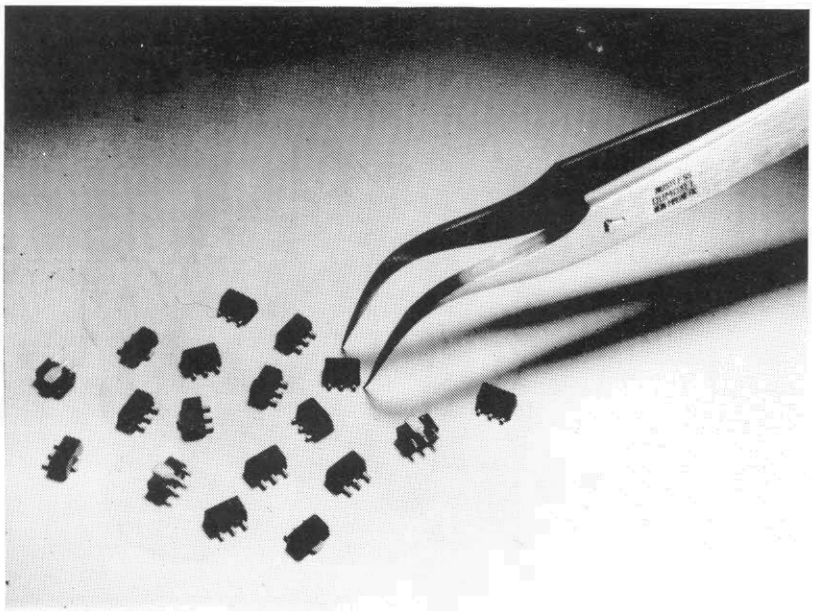
figura 10 – Esta pequena modificação no circuito permite monitorar o que está sendo gravado.



Diversos
S1 - chave inversora de 2 pólos
S2 - chave inversora de 1 pólo
S3 - chave liga/desliga de 2 pólos
Tr1-transformador 12V/100 mA
F1 - fusível de 100 mA, com porta-fusíveis
*Dois conectores BNC ou A/V**
Placa nº 84084
Opcionais
R16 - 82
R17' - 68
*P4 - 1 k... 100 k, potenciômetro linear**
Todos os valores em ohms
** veja texto*

Os componentes SMD

A tecnologia dos **SMDs** (**surface**-mount devices ou componentes de montagem em superfície) veio revolucionar o projeto e a produção de equipamentos eletrônicos. Sem criar novos componentes, mas apenas alterando seu encapsulamento e a forma de montá-los sobre os circuitos impressos, ela proporciona uma grande economia de espaço e agiliza tremendamente a automação nas linhas de montagem.



A primeira e mais marcante característica dessa tecnologia é o tamanho reduzido dos componentes que ela gerou; a segunda é certamente a redução ou total ausência de terminais, já que foram projetados para soldagem diretamente sobre as pistas de cobre do circuito impresso. A inovação foi tão bem aceita, que dentro de 5 anos espera-se implantar os componentes SMD em metade dos circuitos eletrônicos então existentes e encerrar a produção de componentes convencionais dentro de mais 5 anos.

Grande parte dos grandes fabricantes da eletrônica já aderiu definitivamente a essa tecnologia, não só porque permite miniaturizar ainda mais os equipamentos, mas também (e talvez mais importante) devido à contínua necessidade de reduzir os custos de produção.

As vantagens da SMA

O custo de um circuito eletrônico, hoje em dia, é determinado principalmente pela montagem e não pelos componentes. Isto porque as empresas de semicondutores sempre investiram pesado no desenvolvimento de componentes melhores, menores e mais baratos, enquanto os fabricantes de equipamento pouco alteraram seus métodos de produção desde que a montagem sobre circuitos impressos foi automatizada. Em termos relativos, portanto, os custos de montagem continuaram a subir, ao passo que os custos dos componentes tornaram-se cada vez menores.

A redução do número de camadas das placas impressas, a dispensa dos furos e a queda no custo dos revestimentos, juntamente com o aumento na complexidade e densidade das placas, são os fatores-chave da tecnologia SMD. A desvantagem mais aparente, até agora, está no preço dos componentes, ainda mais elevado que o dos convencionais.

Os pinos e terminais dos SMDs têm 1 mm ou menos de extensão, contra 2,5 mm dos elementos tradicionais. Isto representa não só uma economia de 70% em espaço, na placa (segundo informações da *National Semiconductor),* mas também uma redução para 1/3 nos terminais internos de conexão. Esses dois fatores, juntos, resultam em uma redução drástica dos parâmetros parasitários, fator de grande importância em circuitos de alta freqüência.

Confiabilidade é outra palavra de ordem para qualquer projetista de circuitos. Muitos fabricantes de semicondutores, após exaustivas pesquisas, chegaram à conclusão de que a SMA (*surface-mount assembly* ou montagem em superfície) é mais confiável do que qualquer circuito impresso convencional.

Dificuldades ocultas

É preciso dizer que existem também alguns obstáculos imprevistos para o avanço da montagem superficial, mas apenas em projetos já existentes, que não foram especialmente desenvolvidos para essa técnica. Tais projetos são, em geral, mal planejados para a montagem superficial, o que está retardando sua implantação pelos fabricantes de OEM (equipamentos originais).

As dificuldades surgem da prática atual de se combinar circuitos de controle e de potência na mesma placa. Como os componentes de maior dissipação ainda não estão sendo produzidos na versão SMD, resta ao projetista escolher entre duas más opções: ou adota o impopular sistema de misturar montagem em superfície com os furos convencionais, ou divide o projeto em placas diferentes, algumas para os SMDs e outras para elementos tradicionais. Essa "multiplicação" de placas exige maiores investimentos, o que é difícil de se justificar em sistemas já existentes, e restringe, portanto, a utilização da nova técnica em novos sistemas.

Dispositivos práticos

As ilustrações mostram claramente que os componentes para montagem superficial são radicalmente diferentes dos que estamos acostumados a ver: blocos e cilindros minúsculos, pequenos CIs com pinos curtíssimos e outros "exteriores" pouco familiares. Quanto à parte interna, porém, não se pode constatar grandes di-

ferenças entre eles e os demais, exceto talvez pelo melhor desempenho. Outra diferença importante está no fato dos SMDs suportarem rápidas imersões em solda liquefeita, na ocasião da montagem.

Ao invés de perguntar quais os componentes já disponíveis pela nova técnica, pergunte antes quais os que ainda não são encontrados na versão SMD, pois cerca de 80% dos dispositivos convencionais já possuem equivalentes SMD – entre eles, resistores, capacitores (cerâmicos, eletrolíticos e de tântalo), diodos, transistores, CIs, LEDs e até mesmo indutores.

– *Componentes passivos:* os resistores do tipo SMD podem ser encontrados nos valores de 1 ohm a 10 megohms, com tolerâncias de 5, 10 e 20%. Eles consistem, como se pode ver na figura 2a, de uma base retangular de cerâmica, sobre a qual é depositado o material resistivo; este, por sua vez, é depois "calibrado" no valor exato por um *laser* de corte. O conjunto, por fim, é protegido por vitrificação.

Os capacitores cerâmicos são oferecidos em valores que variam de 0,47 pF a 1 μF. Como o valor influi diretamente nas dimensões, esses capacitores são produzidos nos mais variados formatos; todos, porém, exibem a mesma tensão de trabalho: 50 V, no padrão IEC. Uma das configurações típicas pode ser vista na figura 2b: eletrodos blindados são pressionados com camadas de material cerâmico, após o que essas camadas são pressionadas umas de encontro às outras, protegidas por um revestimento e cortadas em pequenos blocos. Para terminar, são acrescentadas as extremidades.

Os capacitores eletrolíticos (fig. 2c) vêm nos valores entre 0,1 e 22 μF, com tensões de isolação variando de 6,3 a 63V. São fabricados com folhas de alumínio decapadas, separadas umas das outras por papel impregnado de eletrólito. Seu invólucro tubular de alumínio recebe uma luva de polietileno e o terminal positivo é identificado por um chanfro. Podem ser encontrados em dois tamanhos diferentes.

Os capacitores SMD de tântalo existem em duas variedades: sob a forma de pastilhas ou moldados. No primeiro caso, o espectro de valores cobre de 0,1 a 100 μF, com tensões entre 4 e 50 V; no segundo, ele vai de 0,068 a 100 μF, com tensões de 3 a 50 V. Um exemplar típico desses componentes pode ser visto na figura 2d; o modelo "pastilha" recebe um revestimento de uma resina epóxi especial.

– *Componentes ativos:* praticamente todos os transistores e diodos atualmente fabricados podem ser reproduzidos na forma SMD sem dificuldades; são muitos, portanto, para serem descritos em detalhe. Os transistores de montagem superficial podem ser encontrados nos tipos de comutação, alta freqüência, baixo ruído, efeito de campo, alta tensão e aplicação geral. Os diodos, por sua vez, incluem o zener, schottky, comutador e varicap. Na figura 3 pode-se ver alguns encapsulamen-

Os componentes SMD

1

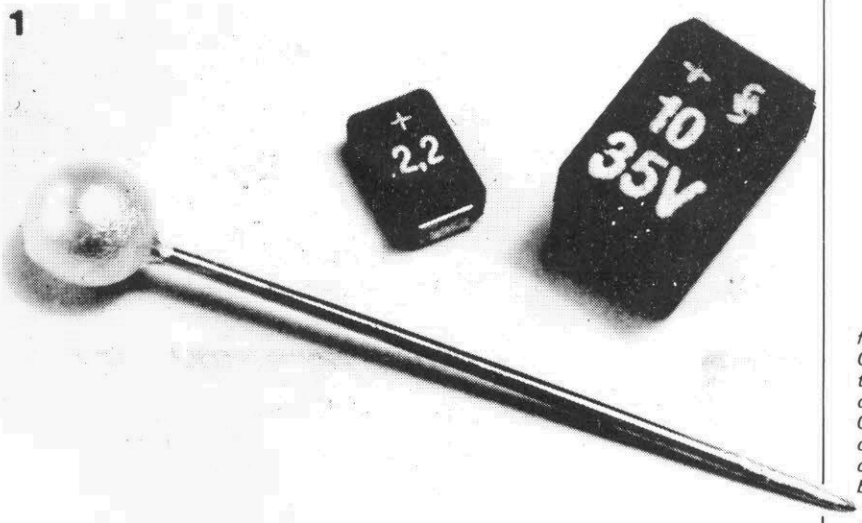


figura 1 – Capacitores de tântalo tipo SMD, da Siemens. Comparados com os modelos convencionais, já bastante reduzidos, estes são 80% menores.

2

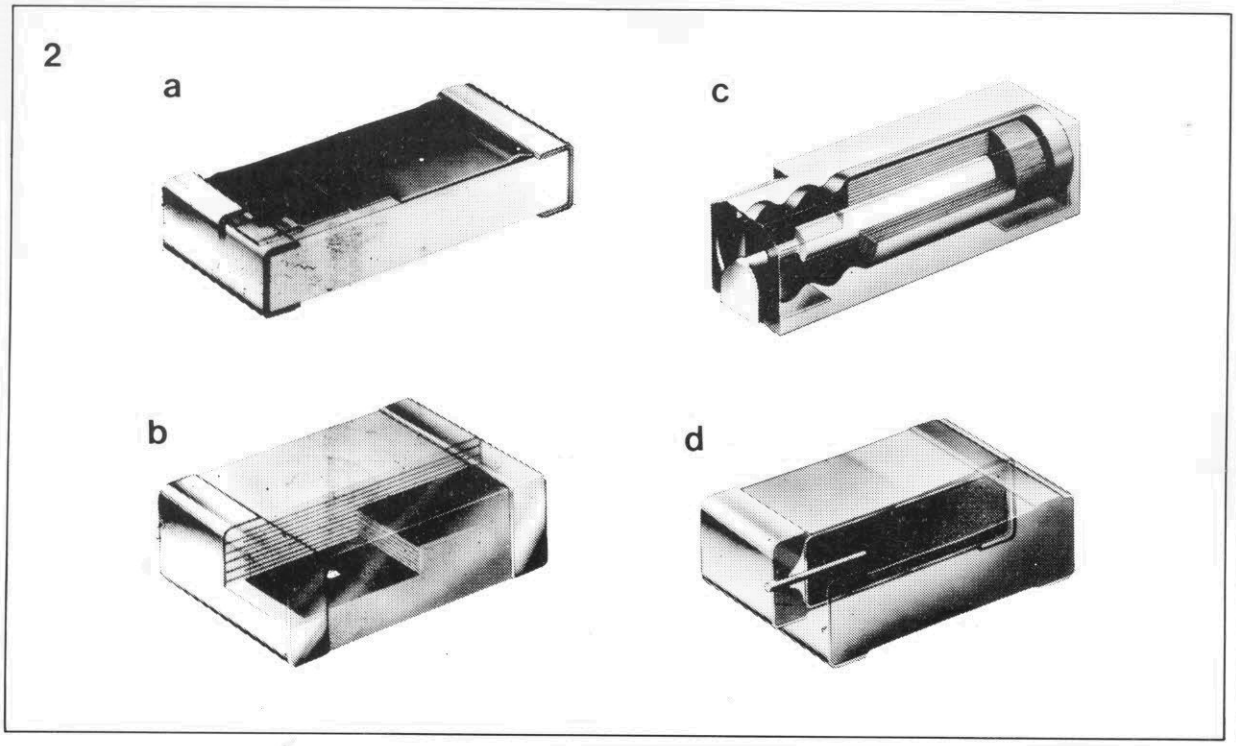


figura 2 – Estrutura de alguns componentes SMD: resistor (a), capacitor cerâmico (b), capacitor eletrolítico de alumínio (c) e capacitor moldado de tântalo (d). Todos são concebidos para suportar breves imersões em solda líquida.

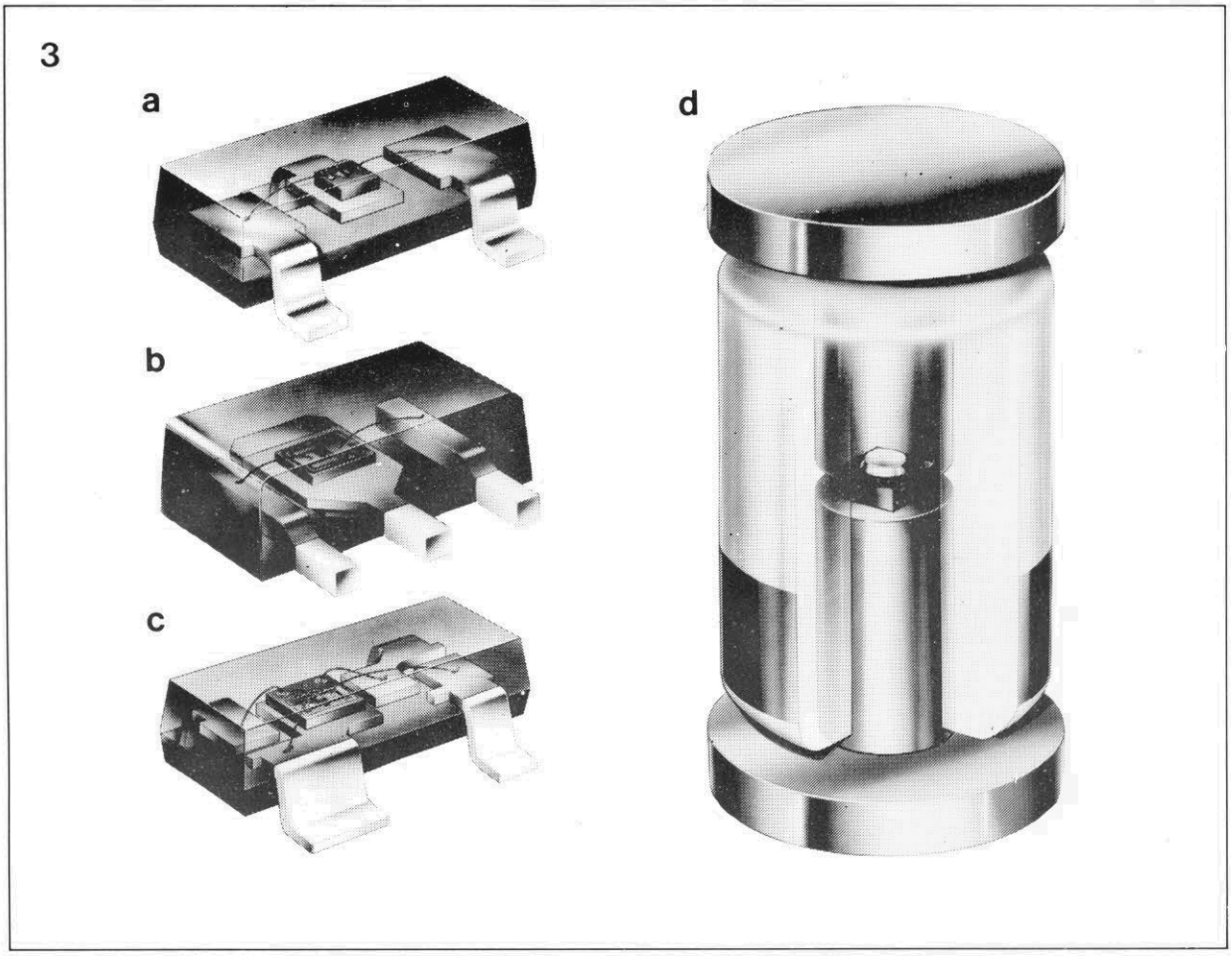


figura 3 – Alguns encapsulamentos de semicondutores SMD: SOT – 23 (a), SOT – 89 (b), SOT – 143 (c) e SOD – 80 (d).

tos típicos de componentes ativos discretos.

– *Circuitos integrados:* a grande maioria dos CIs conhecidos já é oferecida sob a forma SMD: digitais e analógicos; TTL e CMOS; inversorees; multivibradores; *buffers;* decodificadores; conversores A/D e D/A; circuitos PLL e muitos outros. No que se refere aos encapsulamentos, existem duas versões básicas, cujo comprimento varia com o número de pinos. Na figura 4, por exemplo, podemos ver um integrado SMD de 14 pinos em um invólucro tipo SO-14.

A qualidade desses CIs, assim como a dos transistores e diodos, é pelo menos equivalente à dos modelos DIP, desde que utilizem os mesmos cristais. O encapsulamento reduzido, porém, implica em menor dissipação de potência.

Montando os SMDs

Na produção em larga escala, os componentes SMD são fornecidos em carretéis como os da figura 5. A fita de polietileno protege os componentes e garante um processamento eficiente pelos equipamentos de montagem automática. Nem é preciso dizer, aliás, que a montagem dos mesmos é totalmente automatizada; de fato, essa é a principal idéia por trás da inovação. A título meramente informativo, vamos fazer uma breve descrição desse processo automático.

O método mais corriqueiro utiliza gotas de cola de endurecimento térmico, cuja função é manter os SMDs em posição temporariamente e que pode ser aplicada tanto à placa como aos próprios componentes. Uma vez endurecida a cola, estes são soldados à placa em dois estágios – um deles para assegurar que todas as superfícies metálicas recebam solda suficiente e outro para remover os excessos da mesma.

Os montadores e hobistas, como é óbvio, não terão condições de possuir instalações de montagem automática e soldagem por mergulho. Assim, deverão montar seus circuitos, no futuro, usando pinças e mini-soldadores. Na Europa e nos EUA, onde esses componentes já podem ser encontrados no varejo, recomenda-se usar ferros com temperatura controlada eletronicamente e a colagem manual dos componentes, antes de soldá-los. Como se vê, o *hobby* da eletrônica talvez vá tornar-se algo parecido com a arte da relojoaria, mas certamente não será extinto pelos dispositivos SMD.

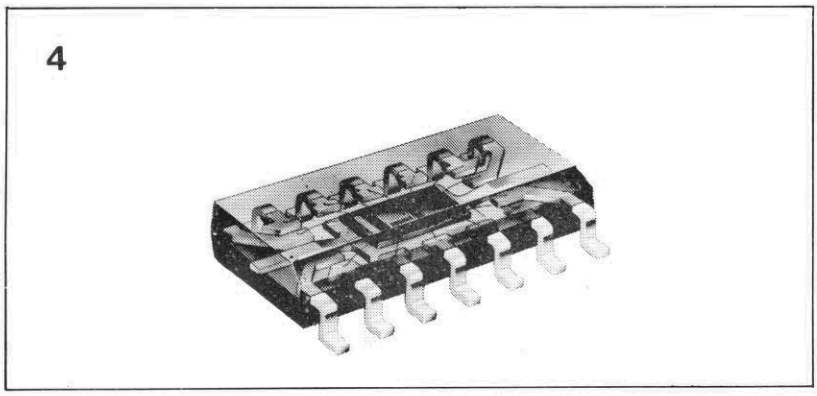


figura 4 – Já existe uma grande variedade de CIs para montagem em superfície. Aqui vemos um encapsulamento tipo SO-14.

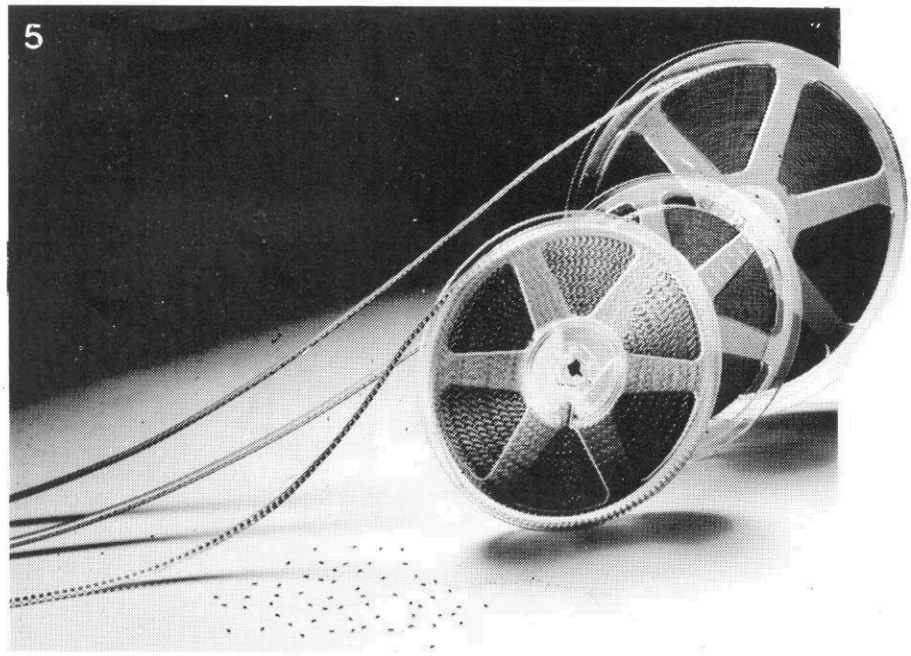


figura 5 – Para a produção em massa, os SMDs são fornecidos em carretéis como estes, que alimentam diretamente as máquinas de montagem automática.

O futuro

É patente que a tecnologia de montagem em superfície está longe de ser um modismo técnico; na verdade, demonstra ser a técnica de montagem do futuro próximo. Por enquanto está engatinhando, mas seu desenvolvimento tem sido bastante rápido e deverá tornar-se acessível até mesmo a pequenos produtores de equipamentos eletrônicos.

Espera-se, também, que os apaixonados por eletrônica não sejam esquecidos e ganhem, em breve, todo um novo arsenal de ferramentas para lidar com os componentes SMD.

Bibliografia

– *Transistors & diodes for surface mounting* (ITT)
– *SMD Technik* (Siemens)
– *Oppervlaktemontage* (Philips)
– *Surface-mount components* (Sprague)

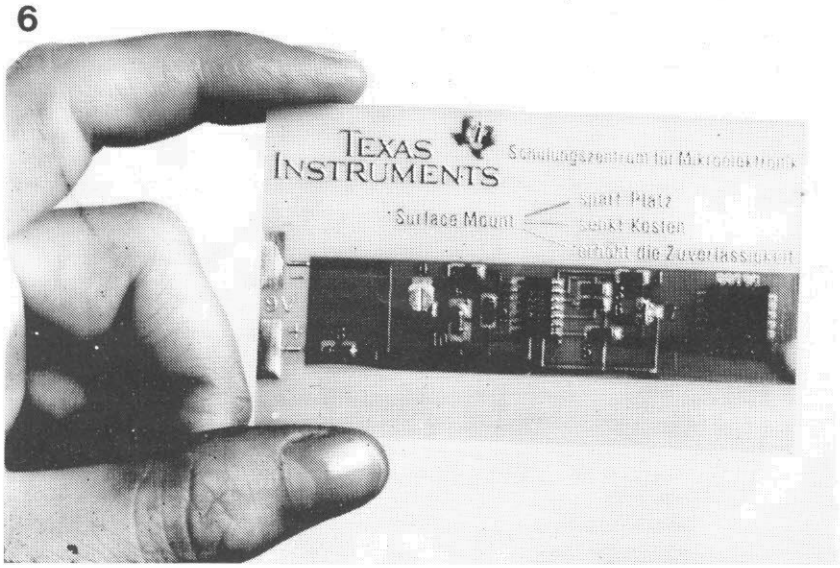
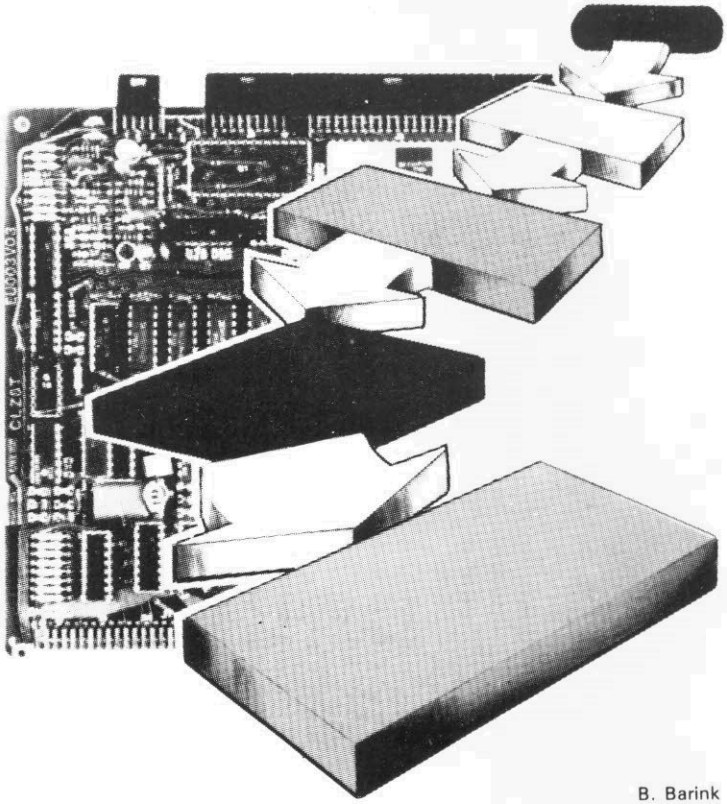


figura 6 – Sem furos e com as pequenas dimensões dos componentes, as placas de montagem superficial têm uma aparência bem diferente das convencionais. Esta amostra contém um simples pisca-pisca.

Programador de EPROMs com Z 80

Qualquer sistema baseado no Z80, contendo RAMs estáticas, pode ser usado para programar memórias 2716. A manipulação adequada da entrada WAIT desse microprocessador é o que confere a este pequeno circuito a capacidade de programar EPROMs *in situ* – isto é, no próprio circuito – graças à temporização pouco usual de seus sinais de controle.



B. Barink

Para programar EPROMs do tipo 2716 várias condições devem ser satisfeitas: o pino $\overline{OE}$ (*output enable*) é fixado em "1", os níveis das linhas de dados e endereços devem ser estáveis, o potencial no pino V_{pp} precisa ser levado de 5 V para a tensão de programação de 25 V e, por fim, o pino $\overline{CE}$ (*chip enable*) deve ficar em "1" durante 50 ms.

Nada de extraordinário, mas algum cuidado é sempre necessário, já que o processador precisa ser "desacelerado" e deve-se levar em conta as peculiaridades de temporização dos sinais de controle. Observando-se a figura 1, salta aos olhos que o sinal $\overline{RD}$ (leitura) aparece ao mesmo tempo que $\overline{MREQ}$ (requisição de memória), enquanto na operação de gravação ocorre um retardo de um ciclo de *clock* entre o surgimento desse sinal e a transição descendente de $\overline{WR}$ (sinal de escrita).

Isto é muito importante, em nosso caso, pois a programação não passa de uma operação prolongada de escrita. Para se ter acesso à EPROM, porém, ela deve ser localizada dentro da área endereçável; assim sendo, será preciso dispor de uma decodificação de endereços (que não foi aqui representada), a fim de que seja fornecido um sinal de validação à zona de memória ocupada pela EPROM.

O circuito e sua temporização

O sinal decodificador de endereços deve levar o ponto A (veja a figura 2) ao nível lógico 0. Caso este sinal tenha sido gerado sem combinar-se as linhas de endereçamento com a linha $\overline{MREQ}$, elas ainda poderão ser combinadas através da porta OU N7; se já vierem combinadas, por outro lado, o sinal decodificador (aqui chamado de $\overline{ADDRESS}$) poderá ser aplicado diretamente ao ponto A. Voltaremos, mais adiante, ao sinal $\overline{PE}$ (habilitação de programa), que poderá tomar o lugar do sinal de validação, em certas aplicações.

– *Ciclo de escrita*: sempre que a EPROM é endereçada, o nível lógico aplicado ao ponto A do programador produz uma transição descendente na saída de N3, que por sua vez vai disparar o monoestável MMV1. Um pulso calibrado de 50 ms aparece então no pino 8 desse CI, sendo utilizado como pulso de programação na entrada CE da memória. Esse mesmo pulso leva a "0" a entrada $\overline{WAIT}$ do Z80, via N1 e N5, de modo que as palavras de dados e endereços permaneçam estáveis em seus barramentos. Assim que a linha $\overline{RD}$ vai para "1", a saída $\overline{OE}$ da EPROM também passa para o nível alto; simultaneamente, T1 é cortado, T2 chega à saturação e o potencial no pino V_{pp} da memória passa de 5 para 25 V.

Nada disso ocorreria, porém, se o sinal WR não sofresse um retardo, conforme mencionamos no início do artigo. De fato, a saída da porta OU N3 não pode ir para "0", se a linha $\overline{WR}$ não estiver nesse nível lógico. Além disso, o retardo introduzido pelo monoestável MMV1 deve ser levado em conta – razão pela qual foi incluído um estágio que acrescenta uma "espera" de vários ciclos. Ele consiste de uma série de *flip-flops* (FF1 . . .FF4), que mantém baixo o pino $\overline{WAIT}$ do Z80, imediatamente após a passagem do ponto A para "0".

O máximo retardo entre o instante em que a entrada $\overline{WAIT}$ deve ir para "O" (tornando estáveis os níveis contidos nos barramentos de dados e endereços) e aquele em que esse nível baixo aparece na linha $\overline{WR}$ é de aproximadamente 150 ns. A isso devem ser acrescentadas algumas dezenas de nanossegundos introduzidas por MMV1; com os quatro biestáveis, por fim, ganhamos três ciclos de espera ou cerca de 750 ns, considerando um *clock* de 4 MHz.

Conforme nos mostra o diagrama de tempos da figura 1, a entrada $\overline{WAIT}$ vai para "O" logo após $\overline{MREQ}$, mesmo com a linha $\overline{WR}$ ainda em "1". Logo que o pulso de 50 ms atinge $\overline{CE}$, os barramentos de dados e endereços são "congelados" e assim permanecem durante toda a programação.

– *Ciclo de leitura*: o circuito de espera é disparado pelo sistema decodificador de endereços, o que o faz operar também nos ciclos de leitura da EPROM; esse artifício resolve o problema das memórias cujo tempo de acesso é normalmente longo demais (450 ns). O monoestável, por outro lado, não é ativado, fazendo com que $\overline{CE}$ permaneça baixa durante a primeira parte da temporização. A linha $\overline{OE}$, no entanto, vai para "O" logo após $\overline{RD}$, quando todas as condições para a memória colocar dados no barramento estão satisfeitas.

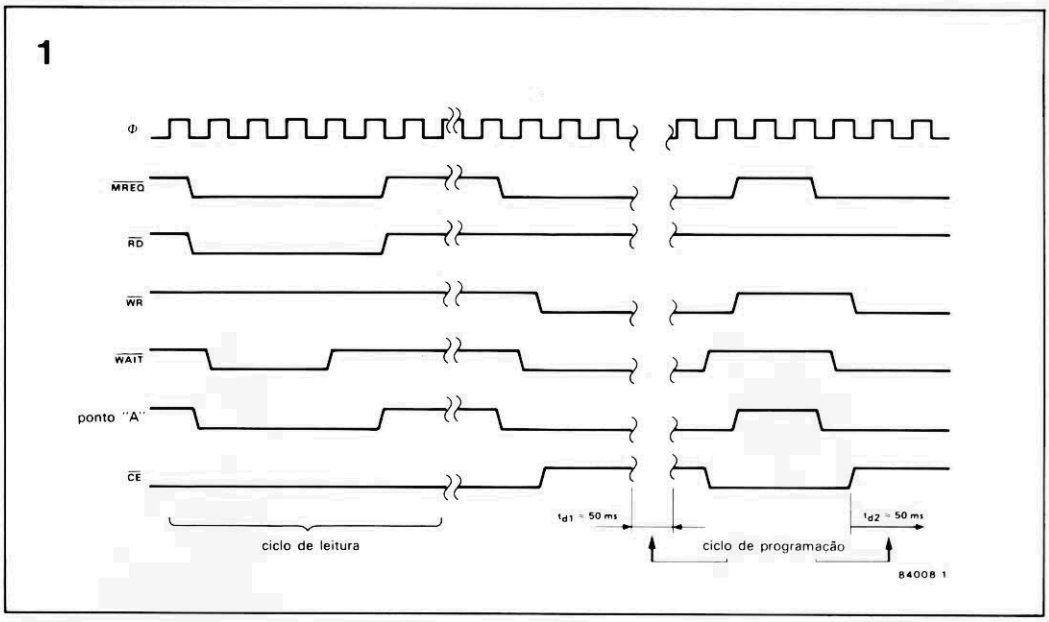


figura 1 – Diagrama de tempos do Z80, durante os ciclos de leitura e escrita, onde se pode notar o significativo retardo entre $\overline{MREQ}$ e $\overline{WR}$, ao passo que $\overline{MREQ}$ e $\overline{RD}$ surgem simultaneamente. Um circuito de espera pode então ser usado para levar a linha $\overline{WAIT}$ para "O", assim que a EPROM é endereçada, mesmo durante um ciclo de escrita.

Para que a velocidade normal de leitura seja preservada, será preciso cancelar os ciclos de espera, nesse caso. Isto poderá ser facilmente implementado ligando-se o pino 6 de N4 ($\overline{OE}$) ao pino 4 (PR) do *flip-flop* FF1, que não estará mais conectado a +5 V.

Programando *in situ*

Como todos devem ter notado, este não é um programador autônomo de memórias EPROM. Ao contrário, ele é um circuito auxiliar, no qual o soquete da memória possui terminais tipo *wire-wrap*. Existem, portanto, algumas conexões a fazer: PHI/EX (o *clock*), $\overline{WAIT}$, $\overline{RD}$, $\overline{WR}$, o sinal decodificador de endereços (ou $\overline{PE}$) e o potencial de programação de 26 V (deve ser 26 e não 25 V, pois há sempre uma pequena queda sobre D3 e T2). Certifique-se de que o sinal decodificador ($\overline{ADDRESS}$) não contenha o sinal $\overline{RD}$, já que sua presença iria evitar qualquer gravação.

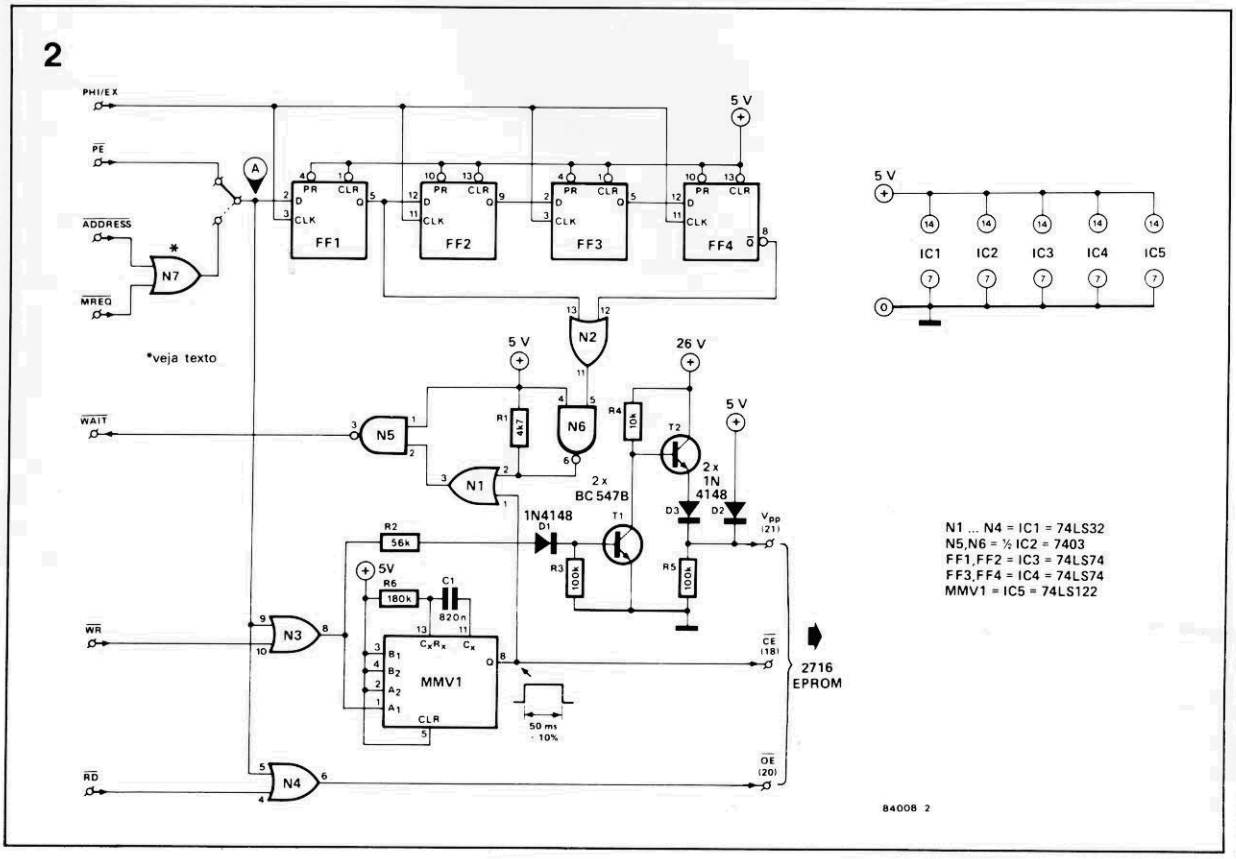


figura 2 – O circuito do programador consiste de um monoestável, que produz um pulso de programação calibrado (50 ms), e de um estágio de espera encarregado de levar a linha $\overline{WAIT}$ para "O", mesmo antes do aparecimento do sinal $\overline{WR}$. Montando-se o sistema sobre uma placa padronizada, com 24 pinos wire-wrap, ele pode substituir a EPROM a ser programada em qualquer cartão de memória com decodificação de endereços.

indutores na prática

Apesar de sua aparente simplicidade, as bobinas estão sempre criando problemas, pois é comum termos que fazê-las por conta própria, devido à falta de modelos comerciais. Nada de desespero, porém: veja como é fácil projetar seus próprios indutores, ao mesmo tempo em que passa a conhecer alguns de seus aspectos obscuros.

Todos sabem, mas serve de introdução: bobinas são componentes eletrônicos que exibem a indutância como principal parâmetro. O fenômeno da auto-indutância, por sua vez, é a propriedade de um circuito ou componente de se opor a qualquer alteração no fluxo de corrente que o atravessa; ele se manifesta pela criação de uma tensão que tende a se opor a essa variação de corrente, tensão essa que recebeu o nome de força contra-eletromotriz (ou f.c.e.m.).

A indutância mútua, outro fenômeno inerente aos circuitos ou componentes indutivos, define a tensão que é induzida em um sistema através da variação de corrente em outro. A unidade da auto e da mútua indutância é a mesma: o henry (H); seus símbolos, porém, são diferentes: L e M, respectivamente. Por definição, dizemos que um indutor exibe a indutância de 1 H quando a f.c.e.m. sobre ele é de 1 V e a corrente varia ao ritmo de 1 A/s.

As bobinas são formadas, invariavelmente, por várias espiras de fio, enroladas lado a lado no mesmo suporte, normalmente chamado de "fôrma"; em aplicações de alta freqüência, contudo, os indutores costumam ser auto-sustentáveis – ou seja, com núcleo de ar. A fôrma também pode ser feita em material ferromagnético, que eleva a indutância centenas de vezes; infelizmente, nesses casos o núcleo gera por indução as chamadas correntes parasitas, que tendem a aumentar a resistência CC dos indutores práticos.

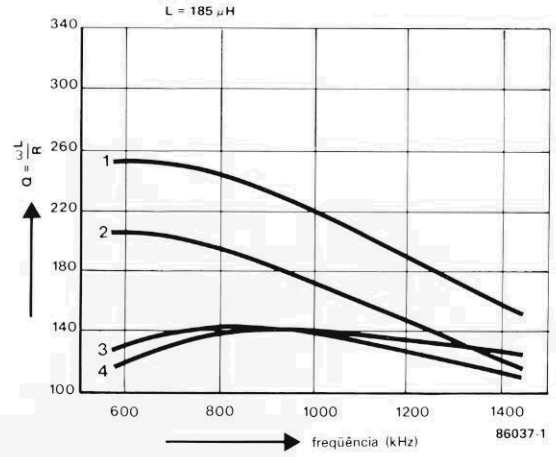
O problema foi minimizado com a utilização de núcleos de ferro pulverizado, que com sua elevada resistividade torna desprezíveis as perdas por correntes parasitas. Entretanto, tais materiais, conhecidos genericamente pelo nome de "ferrite", mostram-se prejudiciais em baixas freqüências, pois sua saturação magnética restringe o máximo nível de potência do indutor.

Os indutores exibem também uma resistência que depende da freqüência, denominada reatância, combinada com uma resistência ôhmica que depende principalmente do fio com que são enrolados. A reatância é dada pela velha fórmula $X_L = \omega L$, onde $\omega = 2\pi f$ (f é a freqüência em hertz e L, a indutância em henries). A razão entre a reatância e a resistência ôhmica (ou seja, $\omega L/R$) é conhecida como "fator de mérito" do indutor, cujo símbolo é o "Q". Já a combinação da resistência com a reatância chama-se impedância, simbolizada pelo "Z".

O indutor é geralmemte conhecido como "choque" (do inglês *choke*) quando sua principal função é apresentar uma elevada reatância a correntes alternadas. Em altas freqüências é suficiente, muitas vezes, incluir nas linhas de alimentação ou polarização pequenos toróides de ferrite para evitar que essas linhas captem ou irradiem sinais de RF.

Sempre que é preciso evitar acoplamentos espúrios entre circuitos, o diâmetro do choque deve ser mínimo, a fim de reduzir o campo magnético em torno do mesmo. Os chamados *pot-cores* constituem outro meio de se eliminar irradiação e acomplamentos espúrios. Vários outros modelos de núcleo estão a disposição dos projetistas, voltados para as mais diversas aplicações.

1



bobina nº	comprim./ diâmetro	diâmetro (cm-poleg)	nº SWG	nº de espiras
1	0,96	10,8 – 4,25"	20	51
2	0,417	12,4 – 4,50"	24	38
3	0,96	4,8 – 1,875"	28	75
4	2,58	3,8 – 1,50"	28	123

figura 1 – Estas curvas mostram que o fator Q de um indutor depende muito de seus dados de enrolamento.

2

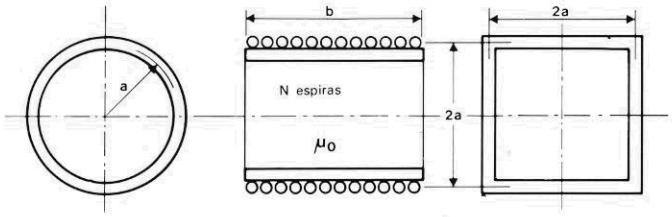


figura 2 – Informações básicas para o cálculo de bobinas.

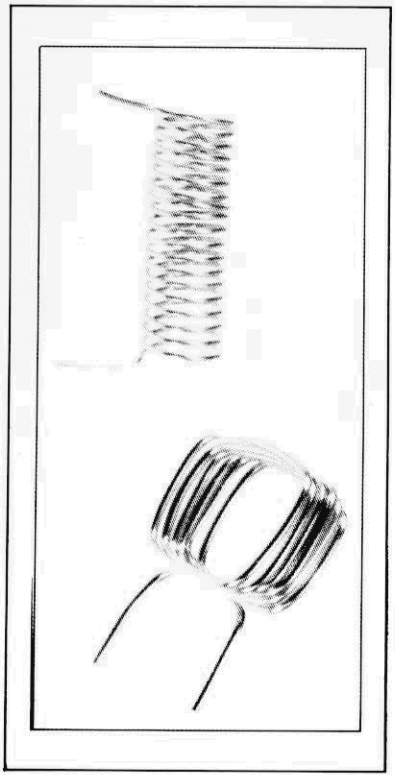
Os choques de RF costumam ser fabricados em valores e formatos padronizados, normalmente enrolados sobre núcleos de ferrite e blindados contra o escape de campos espúrios. O fator Q desses componentes costuma ser elevado a ponto de permitir sua utilização em circuitos sintonizados. Se usados em filtros, porém, devem exibir uma resistência igual ou inferior a 0,8 ohm por milihenry e precisam ser encapsulados em ferrite; os modelos sem encapsulamento devem ficar separados uns dos outros em um diâmetro, pelo menos, ou então ter uma blindagem aterrada separando-os.

Indutores em circuitos sintonizados

As bobinas voltadas para essa aplicação, da qual osciladores e filtros são bons exemplos, devem ser especialmente enroladas, a fim de assegurar valores corretos de indutância, resistência, fator Q e dimensões.

As perdas, nos indutores, são devidas principalmente à resistência do fio utilizado no enrolamento e também ao chamado "efeito pelicular". Como as correntes de RF concentram-se mais na superfície dos condutores, estes recebem normalmente um revestimento de prata, a fim de minimizar as perdas por I^2R.

Quando são exigidos grandes diâmetros para se alcançar certos valores de indutância, apela-se



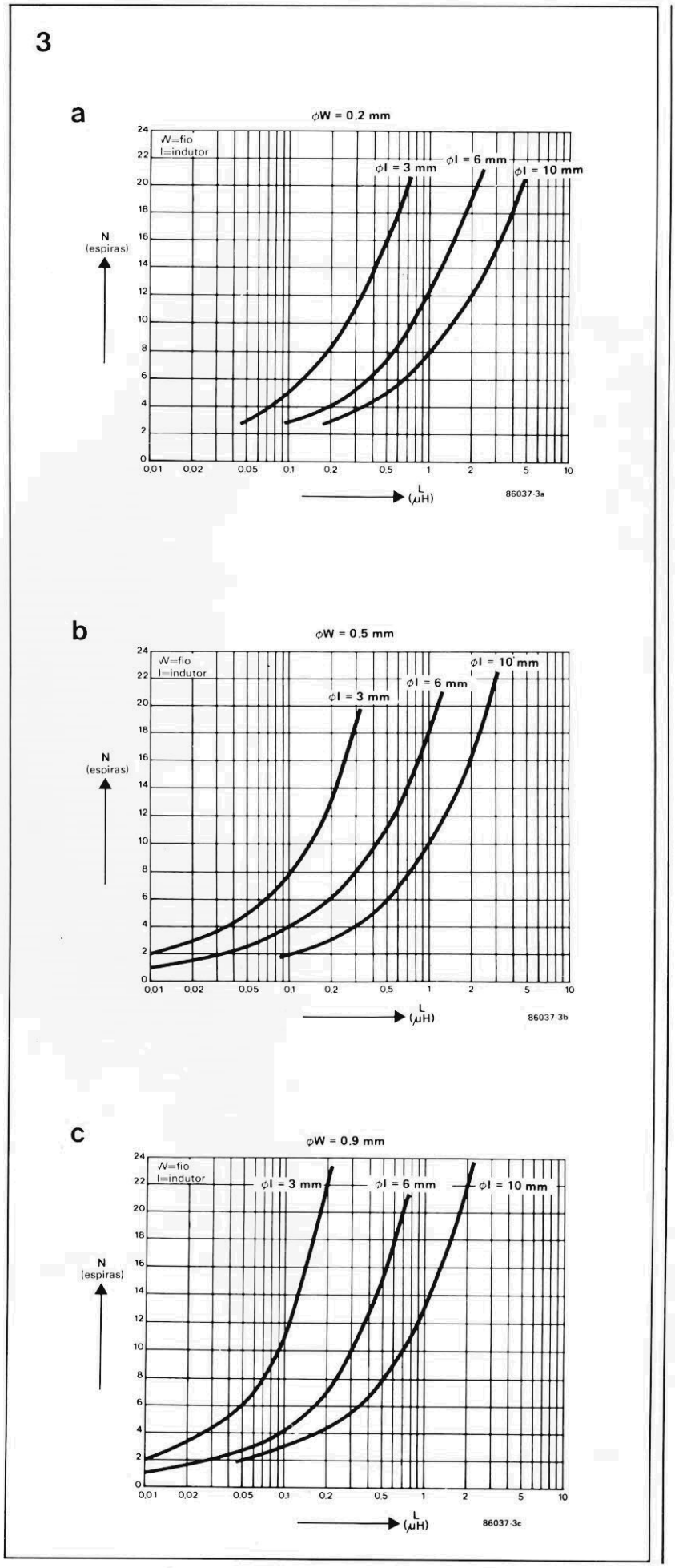
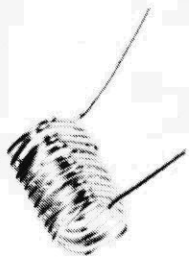


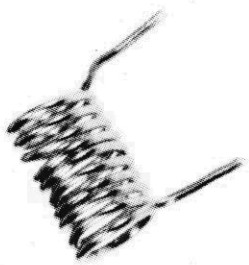
figura 3 – Correlação entre número de espiras e indutância para várias bitolas de fio e diâmetros de fôrma.

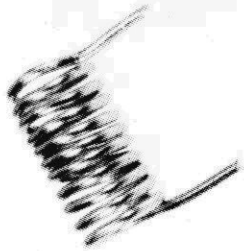
listagem 1

```
10 PRINT CHR$(26);:REM clear screen keypro
20 A$="JWH"
30 PRINT'                    Inductance Calculations'
40 PRINT'                    ------------------------'
50 FOR X=0 TO 5:PRINT:NEXT
60 PRINT CHR$(11);:PRINT CHR$(7);
70 INPUT "circular or square coil former (c/s)";O$
80 IF O$="c" OR O$="C" OR O$="s" OR O$="S"THEN 100
90 IF A$="JWH"THEN 10 ELSE 60
100 IF O$="S"OR O$="s"THEN 190
110 INPUT "coil diameter (mm) =";A
120 A=A/2
130 GOSUB 260
140 N=SQR (L*.0000004+PI*A*(LOG (1+PI*A/B)+1 2.3+1.6*B/A+.44 (B/A)^2))
150 IF S 1 THEN 330
160 GOSUB 450
170 IF Z 0 THEN 140
180 GOTO 330
190 INPUT "side of the square (mm) =";A
200 GOSUB 260
210 N=SQR (L*PI .0000004+PI*A*(LOG (1+PI*A/B)+1 (3.64+2B/A+.51(B/A)^2))
220 IF S 1 THEN 330
230 GOSUB 450
240 IF Z 0 THEN 210
250 GOTO 330
260 INPUT"Space between turns (y/N) ";S$
270 S=0
280 IF S$="Y" OR S$="y" THEN B=A:S=1:INPUT"wire diameter (mm) =";D:D=D 1000:GOTO 300
290 INPUT "coil length (mm) =";B
300 INPUT"L (uH) =";L
310 B=B 1000:A=A 1000:L=L/1E+06:U=A B:PI=3.14159
320 RETURN
330 R=N-INT(N)
340 IF R<.5 THEN N=INT(N) ELSE N=INT(N)+1
350 PRINT "number of turns =";N
360 IF S=1 THEN 380
370 PRINT "maximum wire diameter =";1000*B/N;"mm"
380 FOR X=0 TO 79:PRINT "-";:NEXT
390 INPUT"More (y/N)";A$
400 PRINT CHR$(11);
410 FOR X=0 TO 79:PRINT " ";:NEXT
420 FOR X=0 TO 2:PRINT CHR$(11);:NEXT:REM KAYPRO CURSOR UP
430 IF A$="Y" OR A$="y"THEN 70
440 END
450 Z=1:K=N*D:IF ABS((K-B)/B)<.00003 THEN Z=0:RETURN
460 B=(K+B)/2:U=A/B:RETURN
```

listagem 1 – Este programa, escrito em MBASIC, fornece o número de espiras para bobinas de seção circular ou quadrada, dados o diâmetro da fôrma, a bitola do fio e a indutância desejada.







para condutores ocos (isto é, tubos) de cobre, que contribuem para reduzir os custos e o peso da bobina. Do ponto de vista da radiofreqüência, tanto faz utilizar fios ocos ou sólidos, devido à existência do efeito pelicular; deve-se levar em conta, porém, que um fio sólido exibe uma resistência consideravelmente menor que um fio oco do mesmo diâmetro. Como todo aumento na resistência provoca inevitavelmente uma redução no fator Q, os condutores ocos são destinados somente às aplicações de freqüência relativamente baixa e níveis consideráveis de corrente – tais como circuitos-tanque de amplificadores de potência ou unidades de sintonização de antenas, por exemplo.

Como já mencionamos, quando se tem um determinado fator Q por objetivo, é preciso considerar cuidadosamente vários fatores relacionados com os dados de enrolamento do indutor prático. A fim de ilustrar a relativa importância desses fatores, a figura 1 mostra algumas curvas de fator de mérito obtidas a partir de diferentes dados práticos, visando obter uma indutância predeterminada. Com base nesses e em outros dados experimentais, chegou-se às seguintes regras básicas para se conseguir um fator Q elevado:

1. A razão entre a extensão e o diâmetro do indutor deve ficar entre 0,5 e 2;
2. A razão entre o diâmetro do indutor e a bitola do fio deve ser maior que 5;
3. Bobinas longas devem exibir um espaçamento entre espiras equivalente a 70% do diâmetro do fio. Bobinas curtas podem ser enroladas com as espiras juntas ou, quando isto não é desejável, com um espaçamento não superior a 30% da bitola do fio;
4. Fio prateado é a melhor opção para se confeccionar indutores que irão operar em freqüências acima dos 300 MHz.

Cálculo da indutância

Existem várias fórmulas para se determinar a indutância e todas partem, geralmente, das características físicas vistas na figura 2. Convém observar, no entanto, que qualquer cálculo é sempre uma aproximação matemática, tanto mais próxima do valor real quanto mais complexa for sua implementação. Aproximações bastante precisas podem ser obtidas com as seguintes fórmulas (sempre com referência à figura 2):

$$L=\mu_0 n^2 a(\log_e(1+\pi a/b))+ 1/(2.3+1.6b/a+0.44(b/a)^2) \langle H \rangle$$

no caso de bobinas circulares, e

$$L=\mu_0 n^2 a(4/\pi \log_e(1+\pi\, a/b))+ 1/(3.64+2b/a+0.51(b/a)^2) \langle H \rangle$$

para bobinas de seção quadrada, onde "a" e "b" representam as dimensões do indutor em metros, "L" é dada em henries e μ_0 é o padrão de permeabilidade absoluta, definido como $4\pi 10^{-7}$ H/m.

Os três gráficos reunidos na figura 3 fornecem dados de enrolamento utilizando diversos diâmetros de fio e fôrma, escolhidos entre os mais "populares". O programa dado na listagem 1, porém, oferece muito mais possibilidades de cálculo, tanto para bobinas circulares como quadradas (estas talvez sejam pouco conhecidas pelos projetistas, mas elas podem ser usadas, por exemplo, como antenas rômbicas para recepção direcional de ondas médias e longas).

O programa está escrito em MBASIC e poderá exigir um ou outro retoque para se adaptar aos comandos específicos de tela e cursor de alguns computadores. Para indutores espaçados, ele emprega uma rotina de aproximação iterativa, que fornece um valor inicial (aleatório) ao cálculo principal e vai adaptando as variáveis em direção à precisão máxima. É claro que quanto mais próximo o valor inicial, tanto mais rapidamente o programa fornecerá o resultado, pois o tempo de cálculo será menor.

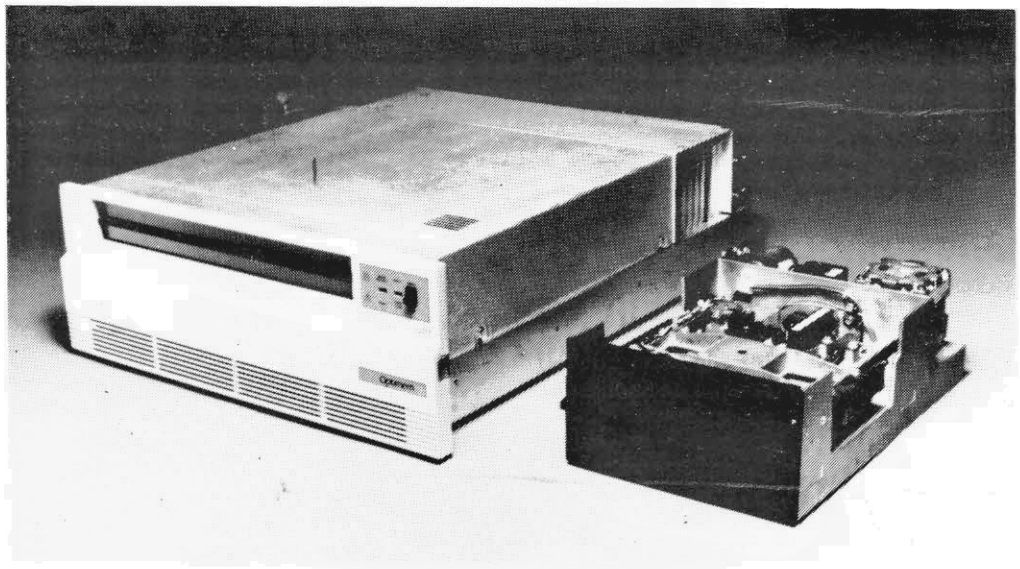
JB;BL

Referências bibliográficas

1. *Proceedings of the IEEE,* vol. 70, nº 12, dezembro 82: Wheeler, H. A. – *Inductance formulas for circular and square coils.*
2. *Radio Engineers Handbook,* de F. E. Terman – McGraw-Hill.

344

Memórias óticas



Comparação entre uma unidade de disquetes convencional (à esquerda) e um acionador de discos óticos desenvolvidos pela Shugart americana, batizado de **Optimen.**

Os discos compactos de áudio já são uma realidade, com várias obras clássicas e modernas em catálogo. Isto representou uma inversão nas expectativas, que davam como certo o lançamento a curto prazo das memórias óticas para computadores, antes mesmo dos discos *laser*. Na prática, estes surgiram e firmaram-se no mercado, enquanto as memórias óticas sequer dão sinais de surgir a preços razoáveis. De qualquer modo, convém estar informado desde já sobre esse importante meio de armazenagem de dados.

arquivos eletrônicos a *laser*

Como é do conhecimento de todos, a história da armazenagem de dados em massa começou com os cartões perfurados, a fita perfurada e a memória de núcleos magnéticos – meios que foram seguidos pelos filmes, discos e tambores magnéticos. Hoje em dia, porém, o meio mais utilizado é a fita magnética, cuja operação é amplamente conhecida, por ser semelhante à das fitas para áudio, com seus gravadores cassete.

A figura 1 mostra a operação de um sistema utilizando fita magnética, sob a forma esquemática; para simplificar a figura, apenas uma das pistas aparece, embora na maioria dos equipamentos pode-se encontrar até nove delas (isto é, o número equivalente à quantidade de cabeçotes previstos). O pino de tração está localizado logo após o cabeçote, enquanto as barreiras luminosas, dentro do direcionador a vácuo, garantem o posicionamento correto dos laços de fita; se estes tiverem sua posição alterada, por pouco que seja, a fita será ligeiramente enrolada ou desenrolada, até que as "barrigas" voltem ao normal. As fotocélulas, por sua vez, "reconhecem" o início e o final da fita.

Além da fita magnética, existe ainda o tambor magnético, que não passa de um cilindro recoberto de material magnetizável; sua superfície é dividida em trilhas e cada uma delas possui seu próprio cabeçote de gravação e leitura.

O classico disco magnético é feito em alumínio, para depois ser revestido com uma camada de óxido de ferro magnetizável. Nele,

1

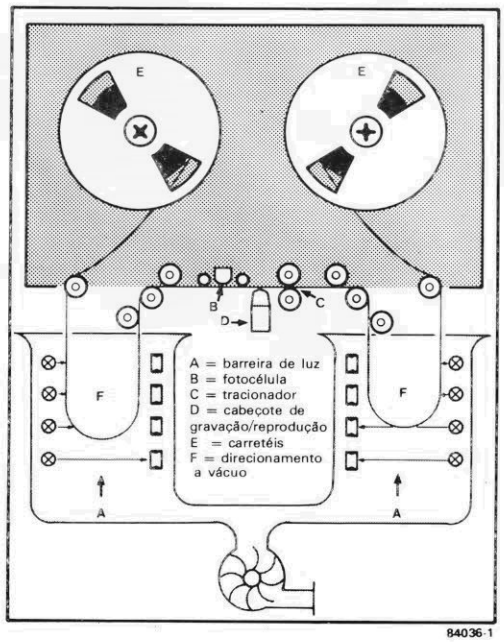


figura 1 – A fita para computador pertence à família das memórias de revestimento magnético. Essa memória atua basicamente como uma máquina de múltiplas fitas.

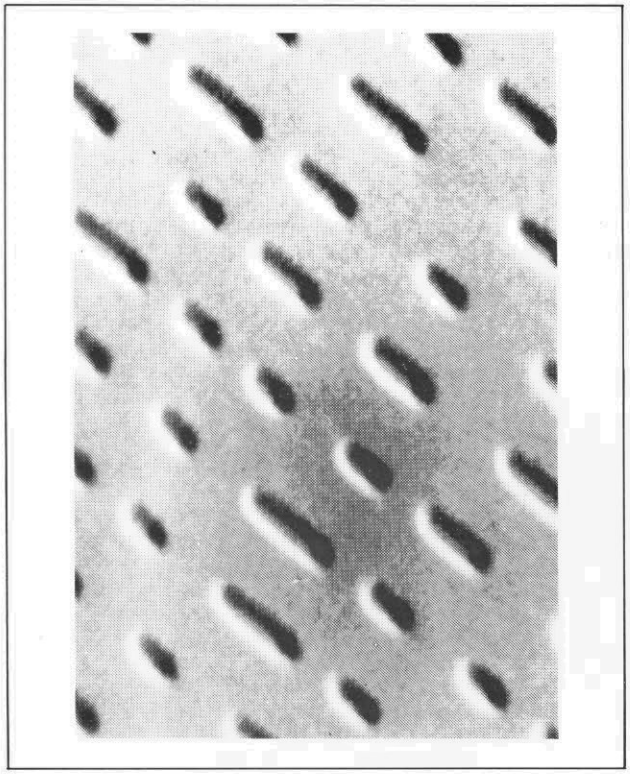


foto 1 – Superfície ampliada de um disco de memória permanente.

os dados são gravados ou lidos em pistas circulares. O disco magnético flexível, conhecido como "disquete" ou *"floppy disc"*, é utilizado principalmente por hobistas e em pequenos equipamentos profissionais.

De surgimento mais recente, o disco Winchester é uma memória de elevada densidade de armazenagem. Em contraste com o clássico disco magnético, possui um lado espelhado, mas assemelha-se a ele nas demais características. O cabeçote repousa em sua superfície quando não se encontra em operação, mas quando o disco começa a girar ele é erguido e "flutua" a 5 μm acima dessa superfície.

As memórias óticas

Nos sistemas óticos, dos quais os modernos discos de áudio e vídeo são um bom exemplo, a superfície do disco é varrida por um finíssimo feixe de laser. No caso do videodisco, a base é feita de *perspex*, revestida com uma fina camada de verniz fotossensível. O disco é então pressionado de encontro a uma matriz, que produz uma trilha em espiral formada por reentrâncias microscópicas, conforme podemos ver na foto 1.

Em seguida, ele é exposto à luz ultravioleta, que tem a função de endurecer o foto-resiste, para depois ser enviado a uma câmara de vácuo, onde fica imerso em vapor de alumínio durante 30 minutos – o qual produz uma tênue superfície refletora sobre o disco. Este, por fim, é recoberto com uma camada protetora de verniz transparente.

Durante a reprodução, a trilha é percorrida por um feixe laser, iniciando no centro e deslocando-se para a borda. A luz sofre uma deflexão nas reentrâncias, a ponto de não mais ser captada pelo fotodiodo (veja a figura 2). Assim, para todo efeito prático, a luz do laser é modulada em intensidade pelas reentrâncias; além disso, ela é também polarizada linearmente, de modo a permtiir uma perfeita separação entre o feixe original e aquele refletido pelo disco.

Esse tipo de memória não deve despertar, obviamente, grande interesse nos hobistas, já que sua operação é muito semelhante à da PROM. Que vantagens, então, podemos esperar das memórias óticas? A resposta pode ser dada na descrição de dois sistemas óticos recentemente lançados.

– **Megadoc**: É um conjunto de memória ótica introduzido pela Philips holandesa, que foi também uma das pioneiras do videodisco e dos discos digitais de áudio. Está baseado em discos de 12 polegadas de diâmetro, com capacidade de 1 gigabyte em cada lado – o que permite armazenar o conteúdo de 50 mil páginas tamanho ofício em cada face do disco.

O sistema consiste também de uma unidade acionadora de discos, um monitor de vídeo, uma impressora de fac-símile e uma unidade de memória, capaz de guardar até 64 discos óticos (reserva que permite gravar um total de 6 milhões de páginas tamanho ofício). Segundo seus fabricantes, o sistema Megadoc oferece várias vantagens:

– Grande capacidade e densidade de armazenagem;
– Gravação simples e rápida de quaisquer documentos;
– Elevada qualidade de reprodução das informações;
– Localização rápida dos dados desejados.

Além do *hardware*, a empresa oferece ainda um pacote de *software* para o controle e operação de seu sistema, que é considerado ideal para arquivos públicos, instituições financeiras, companhias de seguros, bibliotecas, grandes empresas e outras organizações que mantêm registros de grande porte.

– **Optimen**: Desenvolvido pela Shugart, é muito semelhante ao da Philips, utilizando também discos de 12 polegadas com 1 GB por face. O laser empregado é de arsenieto de gálio-alumínio, capaz de produzir um feixe de luz coerente com 20 mW potência – feixe que é focalizado sobre um ponto de apenas 1 μm através de uma lente especial (veja a figura 3). Isto resulta em uma densidade de estocagem de 14500 bits por polegada (cerca de 5700 bits/cm), quase equivalente à das memórias magnéticas.

A vantagem sobre elas, porém, é que a densidade de armazenagbem, nesse caso, é também a densidade de trilhas. A tabela 1 mostra que, dessa forma, pode-se obter uma densidade total de superfície até 700 vezes superior à dos disquetes de 8 polegadas. Durante a operação de armazena-

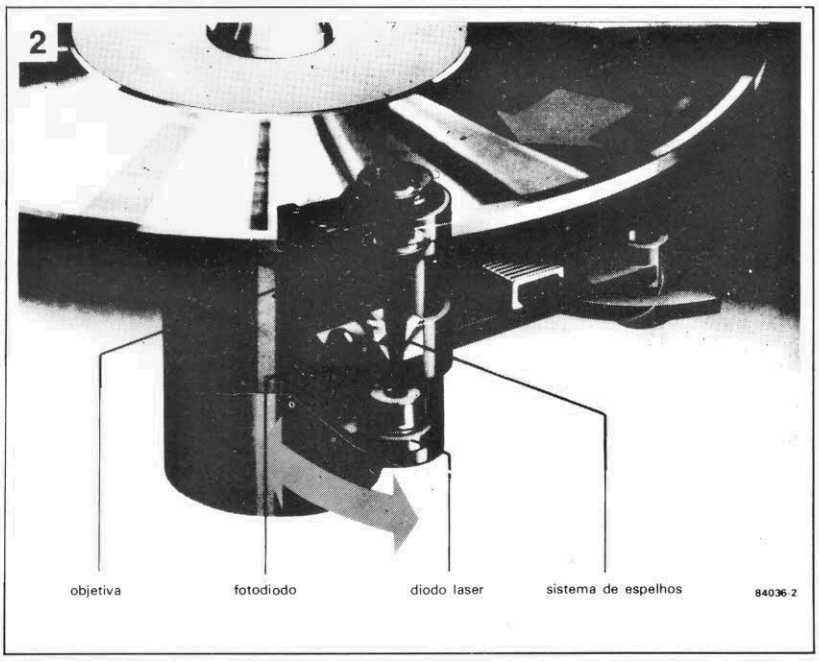


figura 2 – Os discos óticos de memória são gravados e lidos por raio laser; sua estrutura pode ser vista na foto 1.

gem, o cabeçote de gravação (ou seja, o sistema ótico) focaliza o ponto de luz na superfície metálica do disco, que se aquece e transfere o calor para o material acrílico situado sob a camada de metal; isto provoca o aparecimento de uma bolha (figura 4), que pode então ser lida pelo próprio laser.

Memórias ROM em disco

Como as técnicas de armazenagem ótica oferecem a possibilidade de reprodução em massa de *software*, a Philips e a Sony já estão trabalhando no desenvolvimento de um modelo básico da chamada "CD-ROM" – combinação dos discos digitais de áudio (mas usados apenas para informações digitais) com o princípio das memórias ROM.

A capacidade de tais discos digitais será da ordem de 500 MB, cerca de 500 a 1000 vezes superior à dos disquetes convencionais. Em outras palavras, vão permitir guardar até 120 mil páginas tamanho ofício. Além disso, poderão ser lidos por toca-discos a laser ligeiramente modificados, prometendo um sistema de armazenagem relativamente barato e popular.

Rumo à substituição dos disquetes?

Não podemos esquecer, apesar de tudo, que os disquetes magnéticos também estão em constante aperfeiçoamento. No final de 82, por exemplo, a Toshiba apresentou um disquete de 3 polegadas com capacidade de 3 MB por face. Em contraste com a magnetização convencional do disco, feita longitudinalmente, o sistema da To-

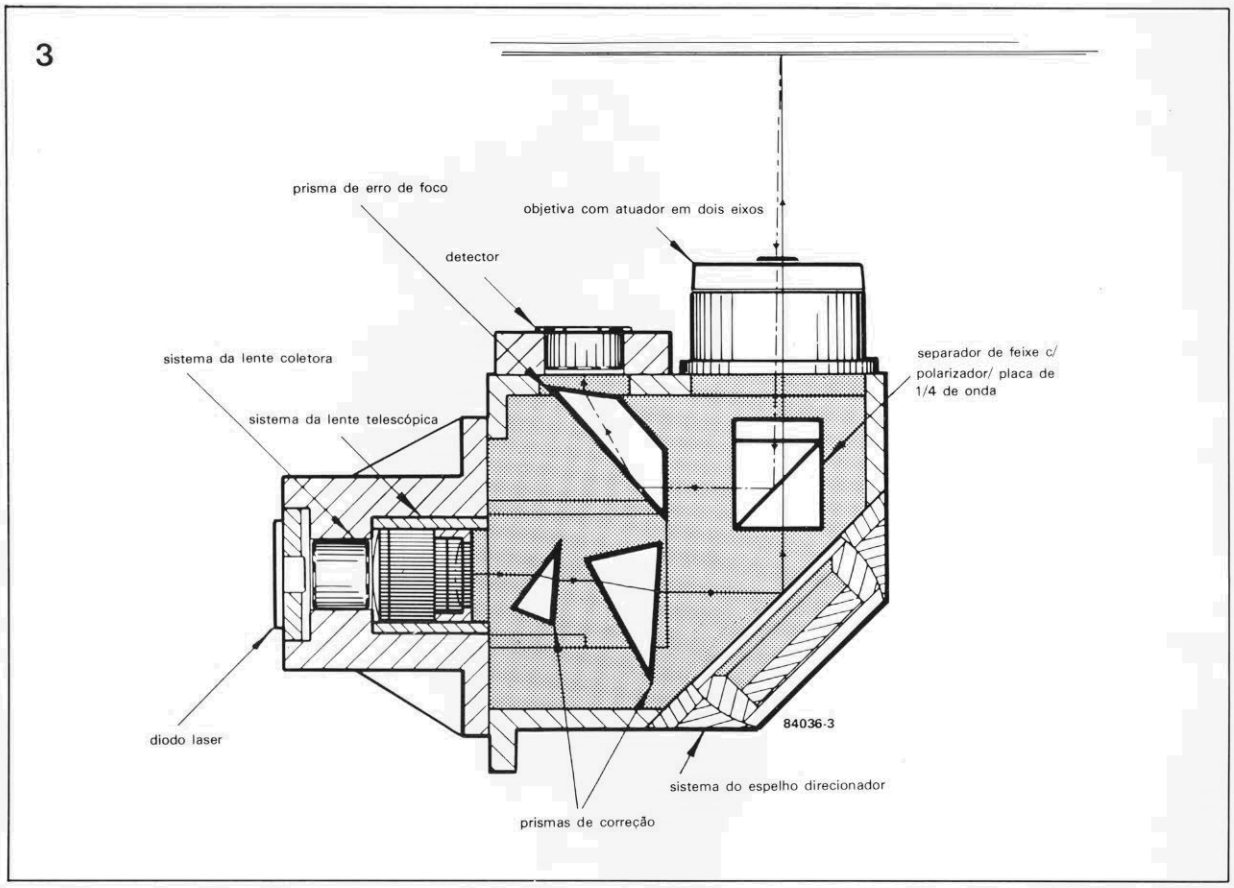


figura 3 – O conjunto de lentes coletora e telescópica focaliza a emissão de luz do diodo laser, enquanto prismas corretores a convertem em um feixe anular. O conjunto do espelho direcionador provoca a deflexão do feixe em um sistema composto por um separador e uma placa de 1/4 de onda, onde o plano de polarização é deslocado em 90°; em seguida, o feixe atinge a objetiva. A luz refletida é tomada na objetiva, alinhada em paralelo e enviada mais uma vez à placa de 1/4 de onda. O plano de polarização é novamente deslocado em 90° e o separador de feixe dirige a luz ao prisma de erro de foco. O detector fornece o sinal de controle para o ajuste da cabeça.

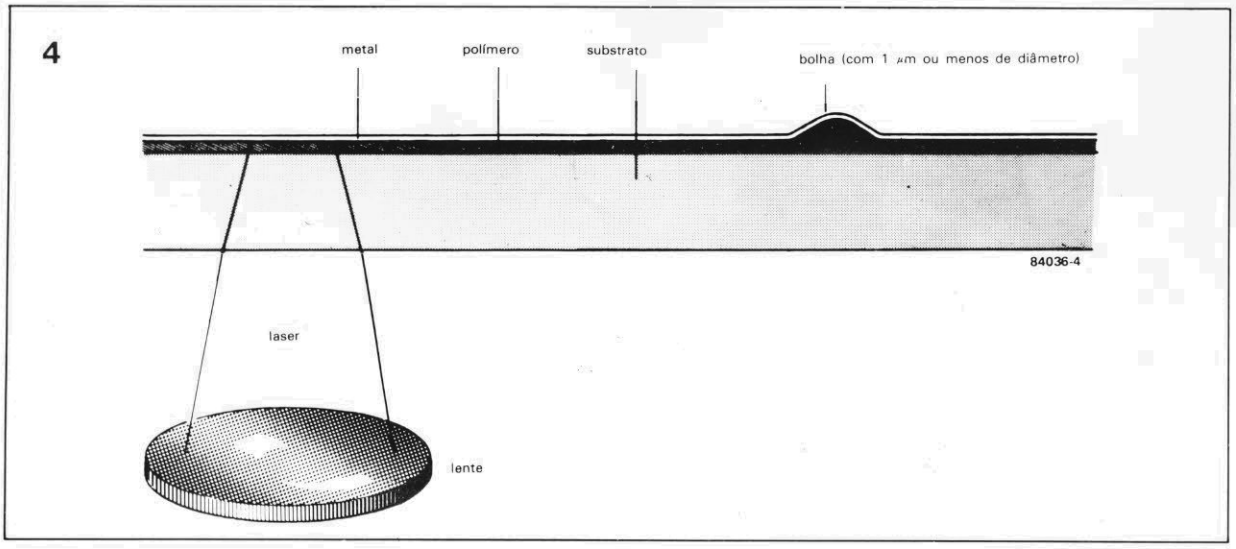


figura 4 – Uma bolha surge no ponto em que o laser atingiu a superfície do disco ótico; cada bolha dessas representa um bit.

tabela 1

Comparação e densidades

	bpi	tpi	densidade
disquete 8" DS/DD	6 800	48	0.3×10^6
Winchester 5,25"	8 800	800	7.0×10^6
IBM 3380/Technik	15 200	800	12.2×10^6
Optimen 1000	14 500	14 500	210×10^6

bpi = bits por polegada
tpi = trilhas por polegada

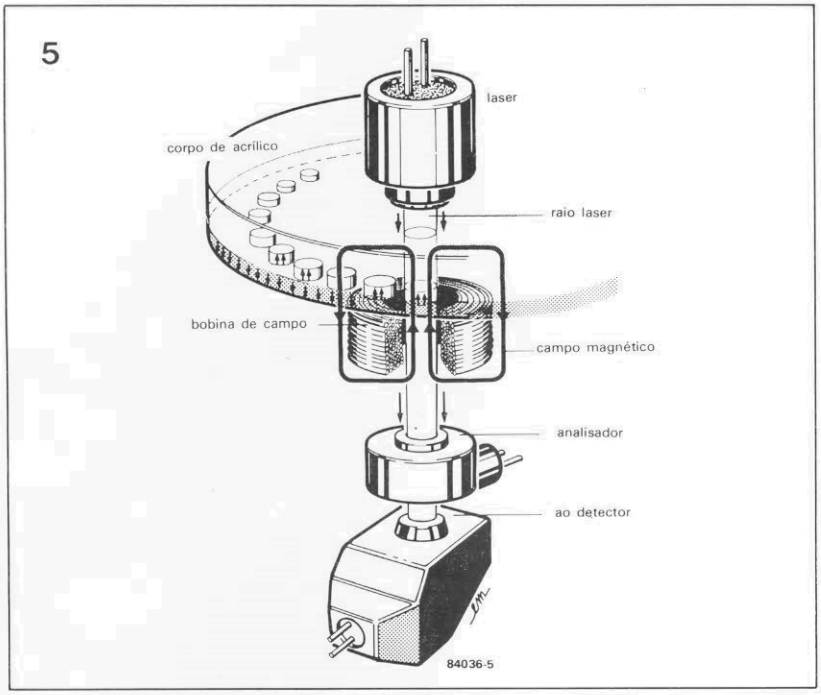


figura 5 – Os discos óticos de memória utilizam as propriedades termomagnéticas das terras raras. O sentido de magnetização é alterado sempre que o laser aquece o material, que se encontra imerso em um campo magnético.

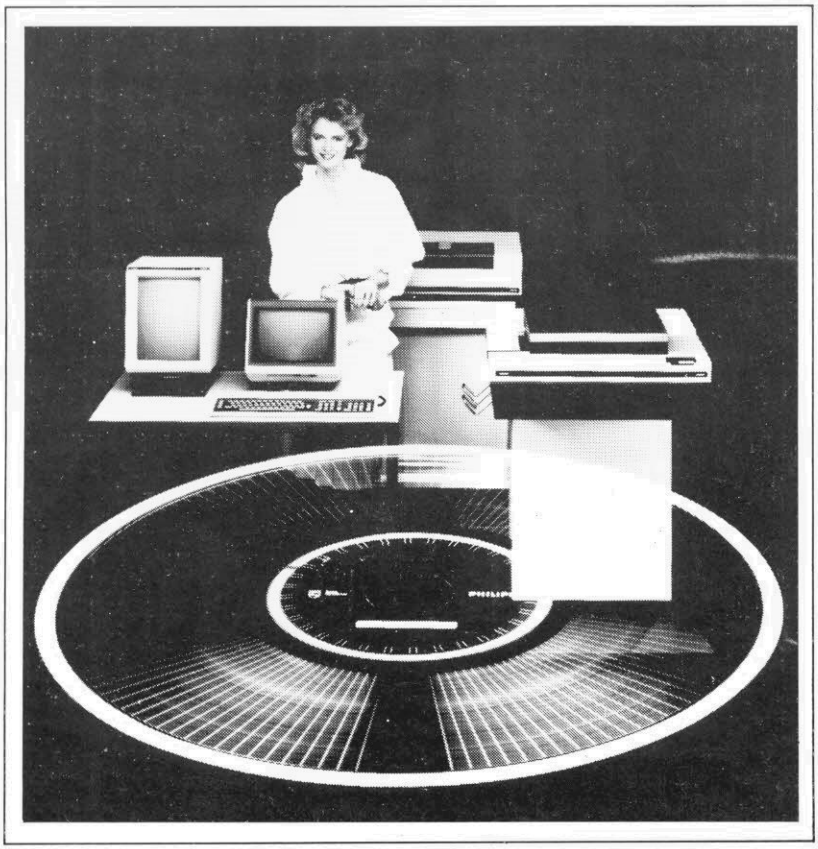


foto 2 – O sistema **Megadoc,** *introduzido pela Philips em 1984.*

shiba fazia a magnetização na vertical, por meio de uma cabeça magnética anular. Infelizmente, porém, essa interessante concepção parece ter morrido de morte natural.

Problemas semelhantes parecem rondar o desenvolvimento dos discos óticos apagáveis. Também ao final de 82, a Philips exibiu o primeiro protótipo de um acionador para discos de 5 cm e mais nada aconteceu desde então, devido à falta de padronização dos sistemas óticos. Esse projeto da Philips é baseado em memórias magneto-óticas atuando por armazenagem termomagnética.

O princípio de operação desse sistema pode ser melhor explicado através da figura 5: ele adota os materiais conhecidos como terras raras, cujas propriedades magnéticas dependem da temperatura. Assim como acontece no sistema Optimen, um feixe de laser aquece o material; só que, neste caso, ele provoca o aparecimento de um campo magnético, que muda o sentido de magnetização. Desse modo, mesmo após o resfriamento do ponto focalizado, o novo estado magnético perdura.

Pode-se, por exemplo, definir esse estado como o nível lógico "1" e, se a informação tiver que ser alterada, bastará reaquecer o mesmo ponto para que seja retomado o sentido original de magnetização. A leitura dos dados, por outro lado, torna-se possível graças ao efeito magneto-ótico de Faraday, através do qual altera-se o sentido de polarização da luz sempre que o laser atinge um local de dados. Esse sentido é "captado" por um detector. Essa memória permite estocar, por enquanto, apenas 10 MB, com um ritmo de leitura de 250 kb/s e um ritmo de gravação de aproximadamente um bit a cada 3 μs.

Sistemas semelhantes a esse da Philips foram desenvolvidos no Japão pela Sony e pela Kokusai Denshi Denwa, que chegaram inclusive a exibir protótipos com discos de 30 cm, capazes de armazenar até 30 GB de informações. A operação de tais sistemas também assemelhava-se à da Philips, embora o material de revestimento dos discos fosse diferente. ◀

Difícil saber quando um canal seguro de comunicação vai se tornar necessário. De repente, mensagens pessoais ou "delicadas" devem ser passadas a um amigo ou sócio à distância e queremos ter certeza que ele será o único a recebê-las. Isto torna-se ainda mais problemático com os transceptores, pois a qualquer hora há sempre algum curioso de RF na escuta. A solução, portanto, é utilizar um circuito como este, que "embaralha" a voz dos interlocutores até torná-la totalmente ininteligível a intrusos. Com uma unidade em cada ponta do canal de comunicação, seu sigilo está assegurado.

Scrambler: sigilo nas comunicações

O termo *scrambled eggs*, em inglês, significa "ovos mexidos"; vem daí o uso de *scrambling* como sinônimo de misturar ou embaralhar mensagens eletronicamente, visando obter privacidade nas comunicações. Tarefa simples, quando se pensa que a fala humana é uma forma de onda complexa e continuamente variável, cuja inteligibilidade pode ser facilmente afetada, mesmo por interferências mínimas.

Os circuitos chamados genericamente de *scramblers* não são coisa nova, tendo sido muito usados durante a 2ª Guerra, antes que o surgimento de codificações sofisticadas os tornasse algo obsoletos. Mas é claro que os primeiros sistemas foram montados com os componentes discretos disponíveis na época, com resultados complexos e pouco satisfatórios.

O embaralhamento introduzido por tais circuitos, mesmo os atuais, feitos com CIs, tem muito a ver com distorção, mas de uma forma um tanto peculiar. De fato, no campo do áudio, a distorção tanto pode ser aplicada de forma controlada, em certos gêneros musicais, como perseguida até a quase extinção, nos equipamentos de som. Paradoxalmente, nos *scramblers* os dois requisitos estão envolvidos, já que o processo de distorção deve ser reversível. Em outras palavras, a fala embaralhada precisa ser recuperada ou "desembaralhada" sempre que desejarmos.

O circuito aqui descrito inverte, literalmente, o espectro de freqüência da fala humana – padronizado em todo o mundo entre 300 e 3200 Hz. Assim sendo, as altas freqüências são deslocadas para a região da baixas freqüências e vice-versa, com um resultado completamente incompreensível. Seu diagrama de blocos pode ser visto na figura 1; observe que, pelo fato de trabalhar apenas com a fala, ele foi projetado para atuar exclusivamente dentro da faixa correspondente à voz humana, por meio de filtros que cortam qualquer freqüência superior a 3,2 kHz.

A fala já filtrada é então entregue a um modulador linear em anel, que multiplica dois sinais entre si. Esse estágio é chamado de "multiplicador de 4 quadrantes", significando que os sinais podem assumir valores positivos e negativos. Assim, o sinal de entrada é sempre multiplicado por um sinal interno de 3500 Hz, o que gera freqüências de soma e diferença de ambos.

Um sinal de 300 Hz, por exemplo, iria resultar em uma freqüência-soma de 3500 + 300 = 3800 Hz e uma freqüência-diferença de 3500 – 300 = 3200 Hz. Da mesma forma, uma entrada de 3200 Hz resultaria em 6700 e 300 Hz na saída, ocorrendo o mesmo com todas as freqüências intermediárias.

Na figura 2 pode-se ver o princípio de operação do circuito sob a forma de gráficos. O espectro de freqüência da fala está representado em (A); se ele for introduzido em um multiplicador de 4 quadrantes, obteremos duas bandas laterais espelhadas, juntamente com uma freqüência central de 3500 Hz, como vemos em (B) – a qual deve ser filtrada, para evitar que produza ruídos incômodos no sinal embaralhado.

Apesar dos filtros incluídos no circuito, que poderiam cortar essa freqüência, a atenuação nunca seria completa, devido à tolerância dos mesmos. O multiplicador adotado apresenta a vantagem adicional de elimnar os 3,5 kHz do sinal de saída, já que é, na verdade, um modulador balanceado.

Esse multiplicador vai acoplado a um segundo filtro passa-baixas (o chamado "filtro de fala") onde o sinal tem sua banda lateral superior removida – restando apenas, na saída, uma imagem espelhada do espectro original de freqüências (fig. 2C). A fala, nesse ponto, está totalmente embaralhada e incompreensível a qualquer ouvinte eventual, quer seja ela transmitida ou gravada em fita.

Como se vê, o *scrambler* funciona bem, mas para que o receptor entenda a mensagem transmi-

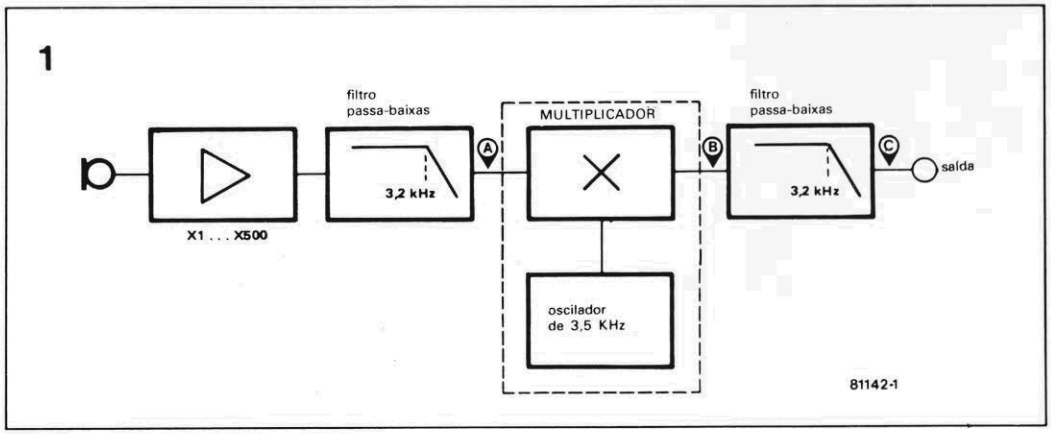


figura 1 – Diagrama de blocos do scrambler, *que serve tanto para embaralhar como para desembaralhar a voz. Essa função é desempenhada pelo multiplicador de quatro quadrantes, seu elemento mais importante.*

tida ou gravada é preciso decodificá-la; como essa função é desempenhada pelo mesmo circuito, podemos empregar o mesmo diagrama de blocos para explicar a segunda parte do processo. Essa parte consiste em reconverter a imagem espelhada da fig. 2C na imagem original, bastando para isso invertê-la novamente.

Assim, sempre que o desembaralhador (*unscrambler*, em inglês) recebe uma mensagem codificada (fig. 3A), duas bandas laterais aparecem na saída do multiplicador de 4 quadrantes (fig. 3B). Observe que a banda lateral inferior é uma perfeita reprodução do espectro original (fig. 2A); é justamente o que vai surgir na saída do circuito (fig. 3C), depois a banda superior é devidamente filtrada.

O desembaralhador deve atender a uma importante exigência: operar com a mesma freqüência interna do *scrambler*; qualquer desvio irá provocar um deslocamento de todo o espectro, fazendo a voz do interlocutor soar mais aguda ou mais grave. Embora não seja esse o principal objetivo do circuito, tais desvios podem até ser acrescentados propositalmente, para criar efeitos muito interessantes.

O circuito completo

Na figura 4 podemos ver o esquema do embaralhador/desembaralhador por inteiro, onde o componente mais notório é o XR2206, já empregado no gerador de funções de nossa edição nº 4. Esse integrado contém, entre outras coisas, um multiplicador de 4 quadrantes e um oscilador, formando o coração do *scrambler*.

O operacional IC3 compõe o pré-amplificador que amplia o sinal de entrada até o nível adequado. O sinal de fala (embaralhado ou ao natural) é aplicado ao controle de volume P1 através de um microfone (para se codificar a mensagem) ou de um receptor de rádio, amplificador ou gravador (quando é preciso decodificá-la).

O controle P1 ajusta o ganho de entrada entre 1 e 500 e os melhores resultados são obtidos

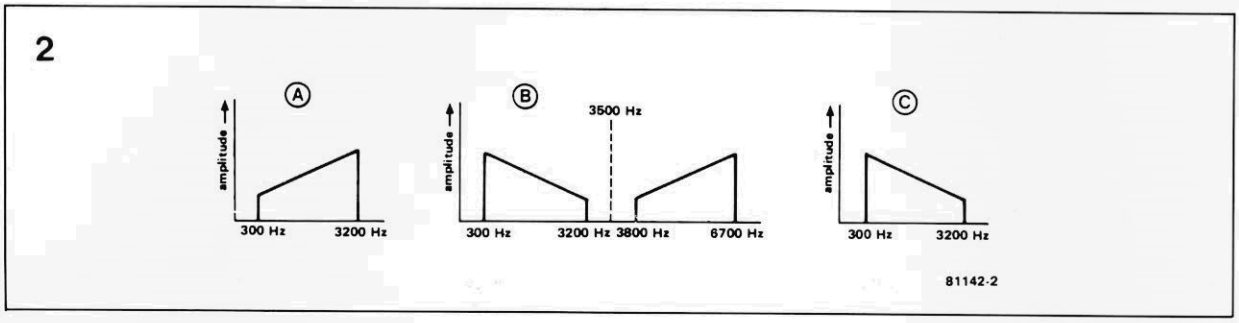


figura 2 – Em "A" temos o espectro de voz recebido pelo circuito, que o multiplicador converte em duas bandas laterais (B). Suprimida a banda superior, sobra a imagem espelhada do espectro original (C), totalmente incompreensível.

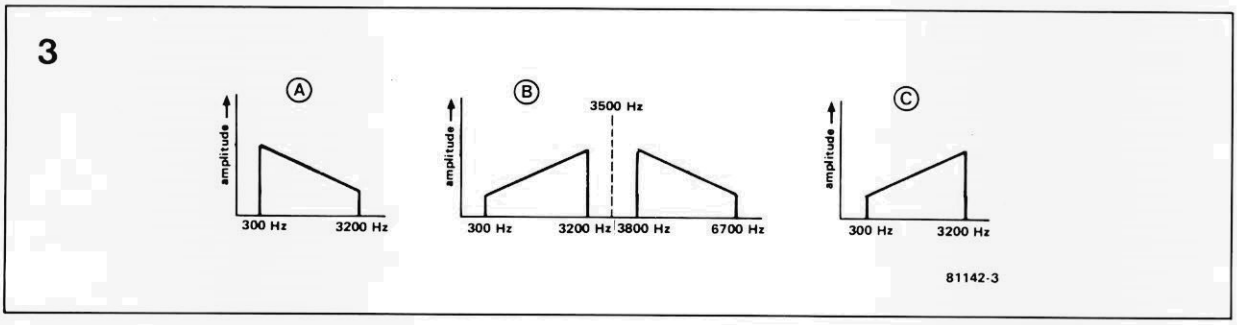
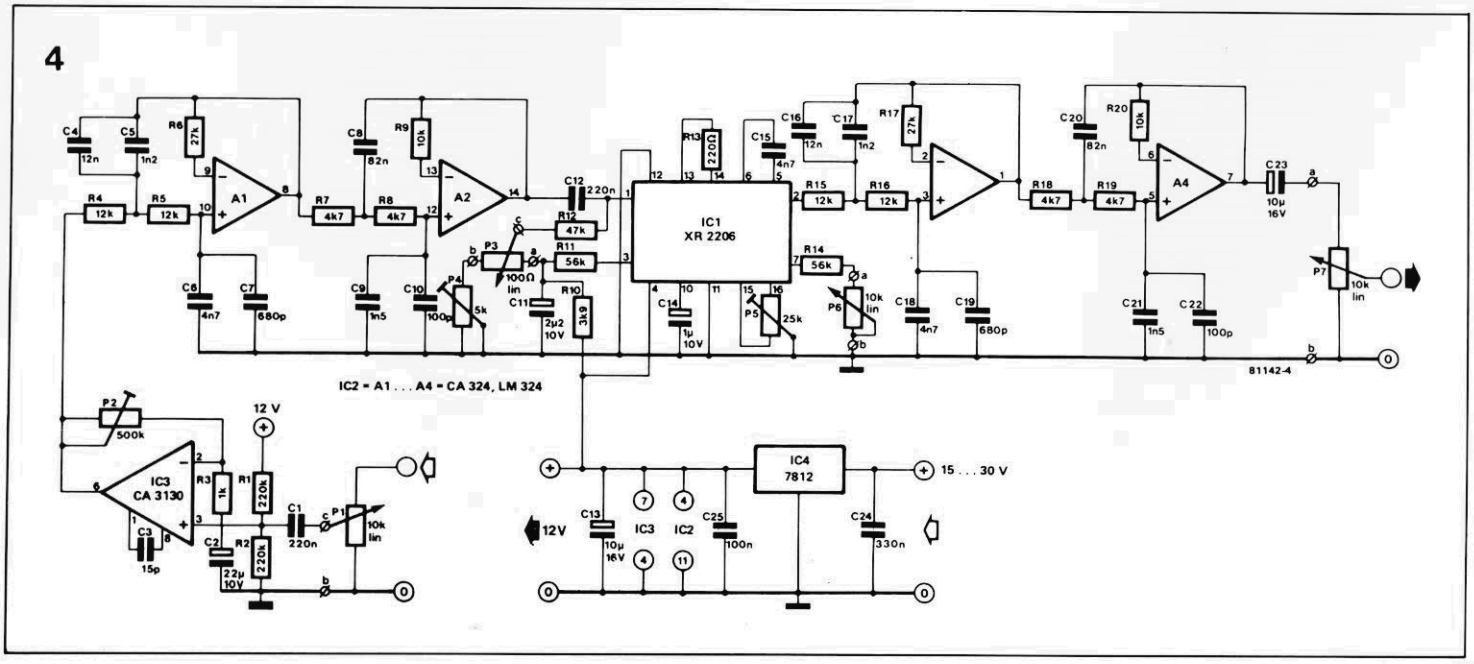


figura 3 – Utilizando o circuito como desembaralhador, o espectro "A" será reinvertido pelo multiplicador (B) e o espectro original vai aparecer na saída (C).

figura 4 – Esquema completo do embaralhador de fala; todo o serviço é feito pelo XR2206.



quando o pino 6 de IC3 recebe de 200 mV a 1 V de sinal (em valor eficaz). Ao se utilizar um operacional nesse estágio (tal como o CA3130), assegurou-se uma largura de faixa mais que suficiente, mesmo com a amplificação no máximo (500x).

Os resistores R1 e R2 garantem um deslocamento de 6 Vcc na saída do operacional, necessário para a correta operação do filtro que vem a seguir. Por esse motivo, é sempre bom aguardar alguns segundos, após ligar o aparelho e antes de começar a utilizá-lo, a fim de permitir que a saída de IC3 estabilize. Isto, porque o capacitor C2 toma algum tempo para carregar-se com os 6 V requeridos, através de P2.

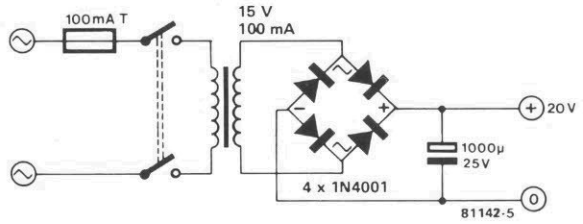
Em cada lado do multiplicador de 4 quadrantes (IC1) existe um filtro passa-baixas de 4ª ordem, tipo Chebichev (24 dB/8ª), montado também com operacionais e exibindo uma freqüência de corte de 3200 Hz. O *offset* CC do primeiro filtro é proporcionado, como já vimos, pela saída de IC3, enquanto o segundo vai obtê-lo na tensão contínua do pino 2 de IC1.

O primeiro filtro (A1/A2) define a faixa espectral na entrada do multiplicador, já que freqüências excessivamente elevadas podem causar interferências. Quanto ao segundo (A3/A4), está encarregado de suprimir a banda lateral superior produzida pelo multiplicador.

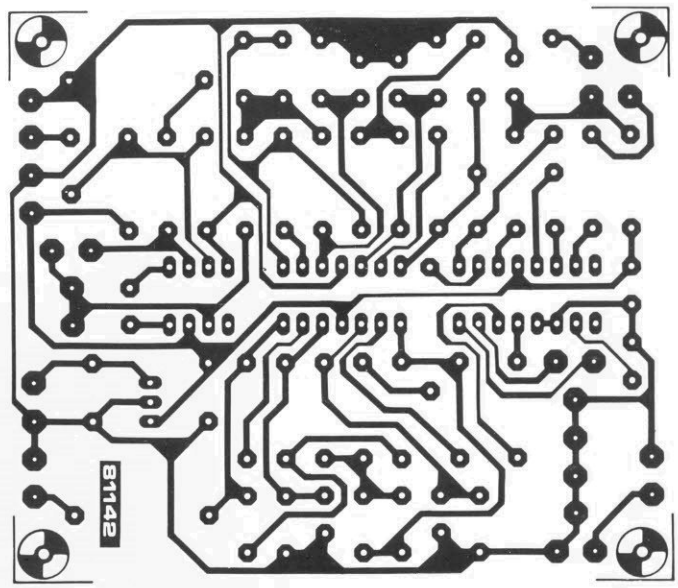
A freqüência interna do oscilador pode ser ajustada por meio de P6, enquanto P5 controla o ciclo de trabalho do sinal, assegurando que seja simétrico (evitando, assim, que o sinal original vá aparecer na saída). P3 e P4 controlam o nível CC no estágio de entrada do multiplicador. Quando esta etapa encontra-se devidamente balanceada, a freqüência do oscilador estará ausente da saída; ela pode, ainda, ser corrigida externamente, por intermédio de P3.

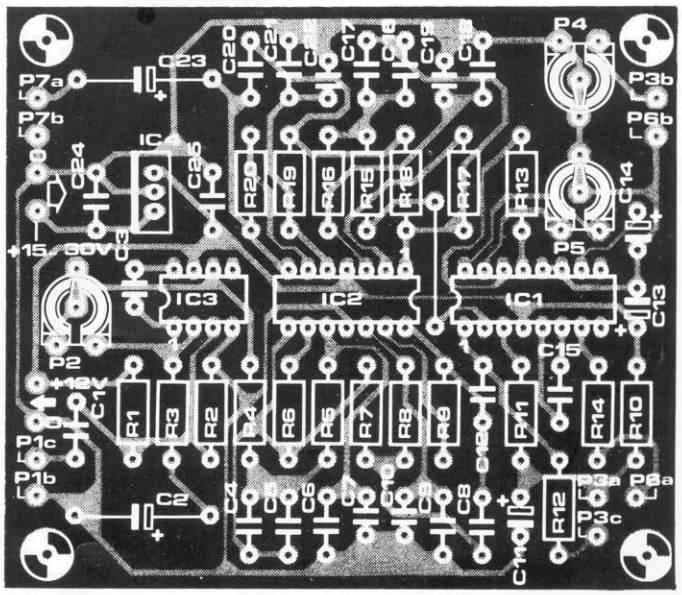
Uma fonte bem estabilizada é requisito básico neste circuito, pois qualquer flutuação na alimentação provoca o imediato desbalanceamento do multiplicador. Utilizou-se, então, o regulador integrado 7812, cuja tensão de entrada pode situar-se entre 15 e 30 V. A figura 5 sugere como obter 20 V a partir da rede (para serem aplicados ao regulador), mas o *scrambler* pode também ser alimentado pelo aparelho ao qual está conectado; seu consumo é de 30 mA, aproximadamente.

5



6





scrambler: sigilo nas comunicações

figura 5 – Caso o circuito não possa ser alimentado pelo aparelho ao qual é conectado, esta fonte deve contornar o problema.

Lista de componentes

Resistores
R1, R2 - 220 k
R3 - 1 k
R4, R5, R15, R16 - 12 k
R6, R17 - 27 k
R7, R8, R18, R19 - 4, 7 k
R9, R20 - 10 k
R10 - 3,9 k
R11, R14 - 56 k
R12 - 47 k
R13 - 220
P1, P6, P7 - potenciômetro linear 10 k
P2 - 500 k (veja texto)
P3 - potenciômetro linear 100
P4 - trimpot 5k
P5 - trimpot 25 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C12 - 220 nF
C2-22 µF/10 V
C3 - 15 pF
C4, C16 - 12 nF
C5, C17 - 1, 2 nF
C6, C15, C18 - 4, 7 nF
C7, C19 - 680 pF
C8, C20 - 82 nF
C9, C21 - 1,5 nF
C10, C22 - 100 pF
*C11 * - 2, 2 µF/10 V*
*C13 *, C23 10 µF/16 V*
*C14 * - 1 µF/10 V*
C24 - 330 nF
C25 - 100 nF
**tântalo ou eletrolítico, montagem vertical*

Semicondutores
IC1 - XR2206
IC2 - LM324
IC3 - CA3130
IC4 - 7812

Diversos
Soquetes para os CIs
Placa nº 81142

figura 6 – Traçado e face dos componentes da placa impressa projetada para o scrambler.

Montagem e calibração

A figura 6 traz uma sugestão de placa impressa para o *scrambler*, vista pelos dois lados, em tamanho natural. Todos os componentes da figura 4, com exceção dos potenciômetros, podem ser alojados nessa placa. Convém montar todo os CIs sobre soquetes, a fim de poucar dores de cabeças com manutenção ou alterações posteriores. IC4 pode dispensar o uso de dissipador, dado o baixo consumo do circuito.

Caso o *scrambler* vá simplesmente servir para gravar textos codificados em fita magnética, não será preciso confeccionar duas placas de circuito impresso, já que o mesmo circuito se encarregará dos dois processos. Aí, porém, o controle P2 terá que ser um potenciômetro, acessível externamente, e não mais um trimpot; dessa forma, a sensibilidade de entrada poderá ser alterada sempre que necessário.

Nos casos mais corriqueiros, por outro lado, onde a mensagem é passada em "tempo real" – como ocorre com os telefones, interfones e transceptores – será preciso dispor de duas placas idênticas.

Uma vez concluída a montagem e feita uma breve vistoria, pode-se ligar a fonte de alimentação e passar à calibragem do circuito. Para começar, leva-se os cursores de P1, P4 e P7 para a terra, ao passo que os de P3, P5 e P6 devem permanecer a meio curso e P2, em sua resistência mínima. A saída do embaralhador deve ser acoplada, então, a um sistema de amplificador e alto-falante.

Em seguida, gira-se o cursor de P7, até que o sinal do oscilador fique bem audível; por meio de P6, então, ajusta-se a freqüência desse sinal exatamente em 3500 Hz (na falta de osciloscópio ou freqüencímetro, a solução é posicionar P6 a meio curso). A posição calibrada desse potenciômetro deve ficar assinaldada no painel, pois é importante na codificação dos sinais; durante o desembaralhamento, a posição de P6 poderá ser alterada, se for necessário.

Na descrição inicial do sistema, afirmamos que a freqüência de 3500 Hz deveria ser eliminada do sinal de saída, função que coube a P4. Infelizmente, porém, isto raramente é possível na prática; em nosso caso, ele é atenuado até ficar apenas ligeiramente audível. Feita a supressão (quando então o multiplicador estará balanceado), qualquer variação provocada pela temperatura poderá ser corrigida através de P3.

O próximo passo consiste em aplicar um sinal senoidal de 600 Hz à entrada do *scrambler* e girar o cursor de P1 até que sejam ouvidos dois tons simultaneamente: um agudo, de 2900 Hz (3500 – 600 Hz) e outro mais grave, de 600 Hz. Se necessário, o ganho de IC3 poderá ser elevado por meio de P2. O trimpot P5 deve ser então ajustado até que o tom de 600 Hz desapareça (ou seja minimizado) e o de 2900 Hz permaneça sozinho (ou seja predominante).

Não se preocupe, porém, se não tiver onde conseguir um sinal de 600 Hz. Na figura 7 estamos sugerindo um simples gerador senoidal de teste, que pode ser montado até em uma plaquinha padronizada na sucata; sua alimentação é a mesma do *scrambler*, podendo ser retirada da saída do regulador IC4.

Concluída a calibração, o circuito estará pronto para uso. Para comprovar sua operação, basta ligar as duas placas em série, diretamente, sem circuitos intermediários. Na entrada da primeira vai um microfone e na saída da segunda, um amplificador com seu alto-falante. Se o sistema estiver corretamente calibrado, a fala captada pelo microfone deverá aparecer ao menos reconhecível no falante . . . mas sem pretensões de alta fidelidade, é claro.

Em certos casos, poderá ser necessário reajustar o P6 do desembaralhador e/ou controlar a sensibilidade das placas através de P2. Removendo-se depois a segunda placa e ligando-se a primeira diretamente ao amplificador, a fala deverá resultar totalmente ininteligível.

7

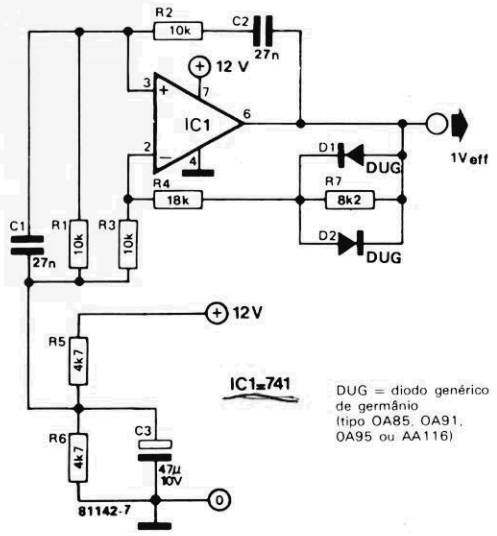


figura 7 – Simples gerador de 600 Hz para a calibração do circuito.

Instalada a primeira CPA digital brasileira

A cidade de Londrina, no Paraná, acaba de receber a primeira central pública nacional de grande porte a empregar a tecnologia CPA (controle por programa armazenado) digital. Trata-se da AXE 10, produzida pela Ericsson, com capacidade prevista para 40 mil terminais (dos quais cerca de 12500 já estão em operação).

Segundo a empresa, a central foi nacionalizada em mais de 80%, consumindo acima de 40 milhões de dólares em investimentos. Representa, ainda segundo a Ericsson, um aperfeiçoamento da CPA analógica, também introduzida por ela no Brasil, em 1982. Sua instalação faz parte do plano de expansão promovido pela prefeitura de Londrina e pelo Sercomtel, que visa dar 40 mil novos terminais telefônicos à cidade, até 1989.

Entre as vantagens trazidas pela nova central, a empresa cita a facilidade de operação e manutenção (viabilizada através de sistemas automáticos de detecção de falhas), retorno rápido do investimento à companhia de telecomunicações e a criação de uma série de novos serviços para os usuários, tais como bloqueio de interurbanos, discagem abreviada, transferência de chamadas e atendimento simultâneo.

No Rio, feira e congresso de software

A 1ª Feira Nacional do Software (Fenasoft) e o 1º Congresso Nacional da Tecnologia do Software, Telemática e Informação procurarão criar, a partir deste ano, um espaço próprio para o setor, desvinculando-o ao menos parcialmente do tradicional evento anual de informática. Era uma tendência tão natural que, embora seja o ano de estréia, o local de realização teve que ser mudado do Hotel Nacional para o Riocentro, devido à reação positiva das empresas da área.

Os dois eventos irão ocorrer simultaneamente, entre 24 e 27 de março, reunindo mais de cem expositores e inúmeros trabalhos nacionais e estrangeiros. A grande novidade, porém, ficará por conta de *Informópolis,* uma mini-cidade informatizada montada especialmente para os visitantes. Ocupando um lugar de destaque, no centro do local de exposições, ela procurará mostrar a leigos e profissionais como irá atuar a sociedade informatizada do futuro próximo, mostrando o funcionamento interligado de empresas, escolas e casas.

O promotor do evento é a Fair Feiras e Empreendimentos Ltda., sediada no Rio de Janeiro.

Programas "sérios" para micro

Revelar toda a potencialidade do computador pessoal, através de um *software* variado, desenvolvido por autores nacionais: uma proposta ambiciosa, que está sendo colocada em prática pela RB Consultoria em Sistemas. Relegando os eternos vídeojogos a um segundo plano, a empresa prefere comercializar programas de aplicação prática, que possam ser utilizados por principiantes. E cita como exemplo um curso de datilografia por computador.

Composto por 50 aulas práticas, esse curso permite que o aluno escreva suas próprias lições, exibindo na tela o que está sendo datilografado, destacando e enumerando os erros cometidos; se estes não ultrapassarem o número máximo permitido, o programa passa automaticamente para a lição seguinte.

Ainda segundo a RB, toda sua linha de *software* possui a característica de ser "transparente" ao usuário, em contraste com os programas copiados ou adaptados do acervo estrangeiro. Para conseguir isso, realiza grandes investimentos na produção de programas nacionais, incentivando os autores brasileiros a desenvolvê-los sob contrato.

Geradores eólicos avançados

Entre todas as fontes alternativas de energia, o vento é sempre pouco lembrado. Não na França, porém, que possui o Centro Nacional de Experiências Eólicas de Lannion (situado em Côtes-du-Nord, oeste do país), onde são realizadas várias pesquisas para converter a força do vento em energia elétrica. Essa conversão é efetuada através de aerogeradores, os moinhos de vento modernos, que se tornaram estruturas enormes e altamente eficientes, que respondem mesmo a pequenas brisas.

Um dos modelos experimentais, o gerador *Carré,* por exemplo, possui uma hélice com 8 metros de diâmetro, feita com uma liga de alumínio e magnésio, levíssima e muito resistente; esse dispositivo é capaz de fornecer uma potência nominal de 7 a 15 kW por hora, graças ao passo variável de seu mecanismo, com três pás convexas. Esse nível de potência pode ser mantido razoavelmente constante com brisas a partir de 7 metros por segundo, pela ação de um volante inercial acoplado à hélice.

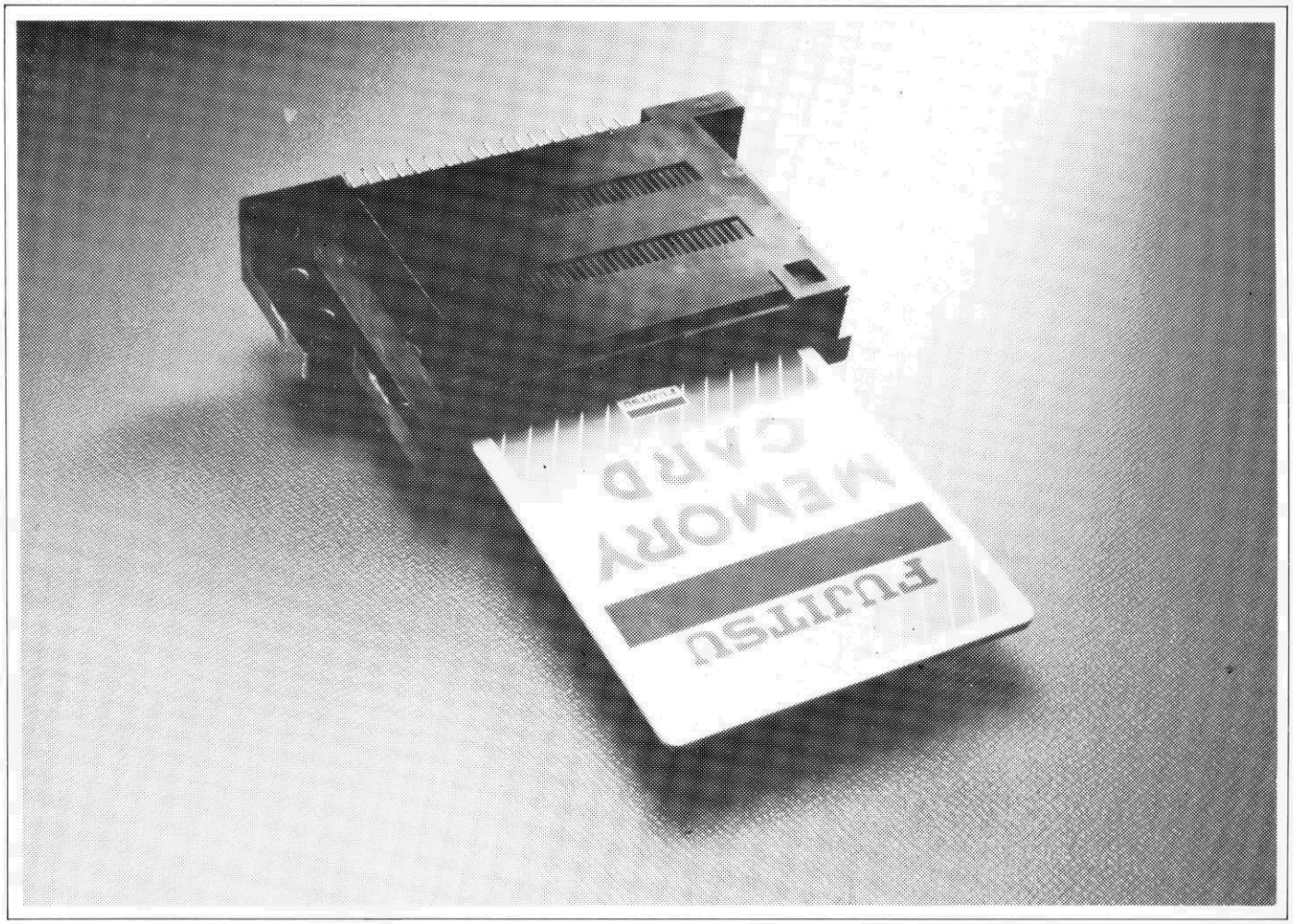
De acordo com a física dos geradores eólicos, sua potência elétrica é proporcional ao coeficiente de pressão sobre as pás – fator que nesses geradores atinge 1,33, contra apenas 1,11 nas pás planas. Assim, de acordo com o local da instalação, tais geradores chegam a fornecer entre 30 a 90 MW por ano, com uma tensão de 220 ou 380 V.

O mesmo centro de pesquisas já instalou também um aerogerador de 100 kW, este com 30 metros de altura e rotor com 18 metros de diâmetro; ele é capaz de alimentar 50 casas continuamente, desde que seja impulsionado por ventos de pelo menos 14 m/s. Outro aerogerador abastece de energia a ilha de Ouessant (também no oeste da França), a um custo de 7 centavos de dólar por kWh, contra os 17 centavos gastos pelo gerador diesel da ilha. (fonte: CENDOTEC –Centro Franco-Brasileiro de Documentação Técnica e Científica).

Na França, novas baterias

Foi assinado um acordo entre a companhia Européia de Acumuladores e o Comissariado Francês de Energia Atômica, no sentido de criar uma nova geração de baterias em que o chumbo será substituído pelo plástico, mais especificamente por polímeros condutores. Sua utilização primeira seria nos veículos térmicos de baixo consumo – os chamados "100 km com 3 litros" – que vão exigir componentes e peças os mais leves possíveis.

Depois dos cartões magnéticos, vem aí os IC Cards



O cartão de memória da Fujitsu, um IC card *sem microprocessador, mas com grande capacidade de memória (ROM, EEPROM ou SRAM).*

Eles estão atraindo as atenções pela versatilidade potencial de suas aplicações, particularmente na França, Estado Unidos e Japão. Comparados aos tradicionais cartões de banda magnética, os chamados *IC Cards* (cartões com CIs) exibem praticamente as mesmas dimensões e o mesmo formato, mas apresentam inúmeras vantagens quanto à segurança, caráter operacional e possíveis aplicações – tudo isso graças à presença de uma UCP e uma memória embutidas (esta capacidade 100 vezes superior à de uma banda magnética).

Tais cartões foram concebidos em 1974 por um engenheiro francês, Loran Moreno, que, a partir da idéia de montar um microcomputador em um cartão de plástico, acabou por inventar o que batizou de *smart card* (cartão inteligente) e que viria a ser o primeiro *IC card* do mundo. Essa inovação tornou-se pública em 1979, num seminário de segurança de ISO (Organização Internacional de Padronização) e a partir daí começaram os estudos para sua normatização.

Estrutura básica

No cartão integrado (se é que podemos chamá-lo assim) são geralmente montados um terminal de interface e dois CIs, um deles atuando como unidade central de processamento e memória de programa e o outro, como memória de dados. Embora essa seja a norma vigente no Japão, prevê-se que o desenvolvimento tecnológico e a padronização mundial irão tender para a estrutura de um só CI.

Os novos cartões podem ser divididos em três categorias distintas, de acordo com o tipo de CIs que contêm:

– Cartões com UCP, compostos de microprocessador e memória. O primeiro provê as funções inteligentes, tais como controle de acesso à memória e processamento de senhas, tornando esse modelo adequado às aplicações em que a segurança é primordial. Esses cartões

Cartões magnéticos x cartões integrados

recurso	CM	CI
UCP	nenhuma	embutida (8 bits, até o momento)
memória	banda magnética, cerca de 2 kbits	EPROM ou EEPROM com 64 kbits ou mais
vantagens para os usuários	cartão relativamente barato, grande variedade de serviços	elevado grau de segurança, múltiplas aplicações, possibilidade de uso em arquivos pessoais

permitem ainda a utilização de memórias EEPROM (PROMs apagáveis eletronicamente).

– Cartões de aplicação específica, sem funções de UCP (veja foto) empregados como "cartuchos" para videojogos. Por terem uma memória de grande capacidade, tendem a ser amplamente utilizados na automação de escritórios.

– Cartões de aplicação geral, baseados no primeiro tipo, que incluem recursos especiais, tais como *displays* de dados e teclado, além de fonte de alimentação autônoma. Podem incorporar várias funções de *software* e chegam a ser considerados computadores pessoais de bolso; encontram-se, porém, ainda em estágio de desenvolvimento.

As aplicações

Os *IC Cards* poderão ser aplicados não só em todas as funções atualmente desempenhadas pelos cartões magnéticos, como em várias outras. Para isso, serão necessário terminais especiais de leitura e gravação, variando de modelo segundo a aplicação. Foram propostos, até o momento, quatro tipos principais: micromputadores que já estão sendo utilizados em sistemas financeiros, comerciais e médicos; terminais de ponto de venda (POS) para lojas de departamentos, grandes magazines ou mesmo lojas independentes; sistemas de fala automática (ATMs) para bancos, na prestação dos mais diversos serviços; terminais portáteis com unidade embutida de leitura e gravação, para as mais variadas aplicações.

Na França já se estuda ativamente a substituição do cheque pelo cartão integrado nas compras dos assalariados, a fim de minimizar a chamada "crise do papel", motivada pela excessiva circulação de cheques. Além disso, três tipos de *IC cards* já foram introduzidos no mercado, exclusivamente para utilização em postos públicos de telefone e videotexto.

Nos E.U.A., os cartões inteligentes também estão se firmando rapidamente, devido principalmente à grande expansão dos sistemas *on line* dos bancos e à utilização em grande escala de cartões de crédito. E eles têm se confirmado como uma alternativa mais segura que os cartões comuns contra roubos e falsificações.

No Japão, os bancos têm usado os *IC cards* para suprir as limitações de seus sistemas *on line*, cuja expansão pelos atuais padrões tem se mostrado muito mais custosa que o inicialmente previsto. Ademais, os tradicionais bancos japoneses vêem no cartão inteligente uma forma de preservar sua fatia de mercado contra o avanço de empresas estrangeiras e companhias de seguros na área financeira. Eles pretendem associar-se, fundindo vários tipos de cartão magnético em um único cartão inteligente, assegurando assim sua competitividade.

O projeto Mirai

A partir de junho de 1986, já está em andamento, no Japão, um grande plano visando estabelecer o *IC cards* no país e envolvendo nada menos que oito grandes bancos, 27 instituições financeiras e várias indústrias – entre as quais a Fujitsu, fornecedora exclusiva do *hardware*. É considerado o primeiro grande projeto desse gênero, no Japão, que se desenvolverá até maio de 88 nos principais distritos financeiros do centro de Tóquio.

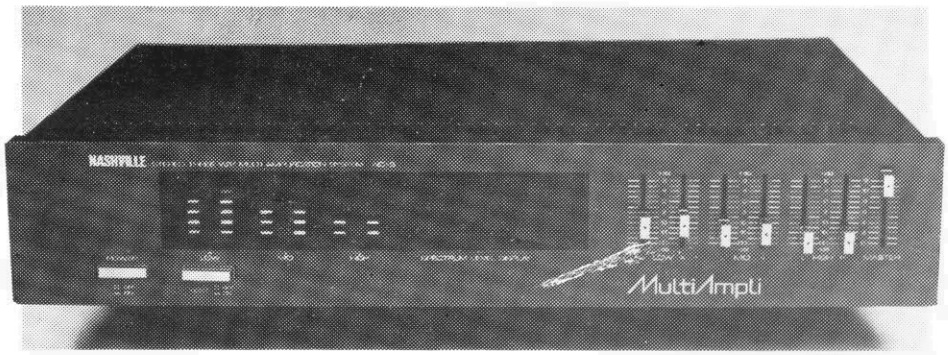
Batizado de Mirai (futuro), ele se destaca dos outros já realizados, segundo seus organizadores, pelo fato de envolver uma coligação de bancos (e não apenas um banco isolado) e empregar cerca de 1.600 executivos como monitores, ao invés de donas de casa. Além disso, foi totalmente concebido com vistas às futuras operações financeiras baseadas em cartões integrados, incluindo sistemas de transmissão, processamento e aceitação de dados – todos projetados prevendo a participação de vários bancos e instituições comerciais.

ASSINE ELEKTOR

Cx. Postal: 4861 – CEP: 01051

São Paulo SP.

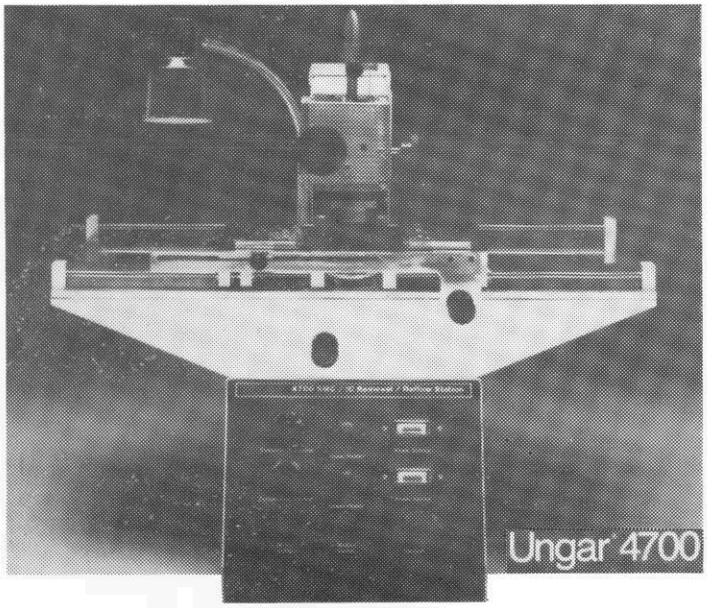
A multiamplificação acessível



É o que pretende a Micrologic com o novo lançamento da divisão Nashville: o NC-5, que engloba divisor eletrônico de frequências e amplificadores de potência separados para graves, médios e agudos, tudo num só gabinete, com os circuitos perfeitamente calibrados e ajustados entre si. Parece realmente o ovo de Colombo há tanto tempo aguardado pelos audiófilos.

Esse aparelho híbrido elimina, portanto, o divisor passivo, ao mesmo tempo em que melhora sensivelmente a reprodução sonora e barateia consideravelmente a implementação do sistema – isto, sem falar na ausência de todas as ligações que seriam necessárias e na maior facilidade de instalação. Permite, ainda, manter as caixas do equipamento estéreo original, com um considerável acréscimo de potência em cada uma delas.

Quanto às características técnicas, ele é dotado de filtros Bessel no estágio do divisor e conta com um VU espectral para as três faixas de frequência em seu painel frontal. Seus circuitos, que não empregam realimentação negativa, exibem uma relação sinal/ruído de 100 dB, distorção harmônica total de 0,1% e sensibilidade de entrada de 70 mV para 1 W da saída.



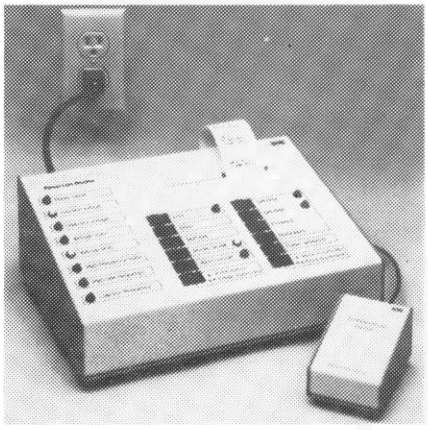
Máquina para reparo de placas SMD

Especialmente projetado para o retrabalho de componentes montados em superfície, o UNGAR 4700 faz soldagens e dessoldagens por fluxos de ar quente, dirigidos diretamente sobre os terminais, e levanta automaticamente os componentes. Mediante a troca adequada de ferramentas, o equipamento adapta-se aos vários formatos e dimensões dos semicondutores, incluindo aí os CIs convencionais. Sua representação, no Brasil, é feita pela Hitech Comercial e Industrial Ltda.

Para monitorar linhas de alimentação

Com representação brasileira da Sistronics Instrumentação e Sistemas Ltda., o monitor GS-3 destina-se à verificação e registro de distúrbios em redes de alimentação, tais como transientes, variações de frequência, ruídos e sobretensões. Cada um dos fenômenos pode ter limites predeterminados pelo usuário e, uma vez ultrapassados, todas as informações correspondentes são impressas automaticamente (valor, data e horário): esse registro poderá ser acompanhado por alertas visuais ou sonoros.

O instrumento monitora também a temperatura ambiente e sinais de corrente contínua, dispondo ainda de uma interface RS-232 para comunicação com computadores, terminais de vídeo, impressoras externas ou controladores lógicos. Para colocá-lo em operação, basta ligá-lo à linha que alimenta o equipamento que se deseja monitorar.



FLAT CABLE

LIGUE O PRESENTE COM O FUTURO.

Flat Cable é o que existe de mais avançado para ligar equipamentos de eletrônica e informática.

Ele pode ser usado na construção e interligação de micro-computadores, computadores de grande e médio porte e periféricos.

Pode ser usado, também, quando é necessário ligar um grande número de informações interna e externamente aos equipamentos.

É mais prático e flexível e liga tudo muito melhor, até (e principalmente) o presente com o futuro.

kmP

Cabos Especiais e Sistemas Ltda.

BR 116/km 25 - Cx. Postal 146 - 06800 - Embú, SP - Tel.: 011/494-2433 Pabx - Telex 011/33234 KMPL - BR - Telegramas Pirelcable

®MARCA REGISTRADA KMP CABOS ESPECIAIS E SISTEMAS LTDA

SOM NOVIK EM ALTA FIDELIDADE para você montar

MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK